



НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Г. С. Зиновьев

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

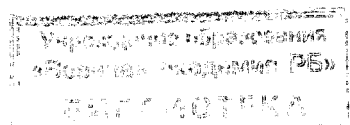
УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ ДЛЯ БАКАЛАВРОВ

5-е издание, исправленное и дополненное

*Рекомендовано Научно-методическим советом
Министерства образования РФ по промышленной электронике
в качестве учебного пособия для студентов специальности
«Промышленная электроника»*

513406

Москва • Юрайт • 2012



УДК 621.3
ББК 32.85я73
363

Автор:

Зиновьев Геннадий Степанович — доктор технических наук, профессор кафедры промышленной электроники Новосибирского государственного технического университета. Действительный член Международной академии наук высшей школы, член-корреспондент Академии электротехнических наук.

Рецензенты:

Манусов В. З. — доктор технических наук, профессор;
Подъяков Е. А. — кандидат технических наук, профессор.
Работа выполнена на кафедре промэлектроники.

Зиновьев, Г. С.

363 Силовая электроника : учеб. пособие для бакалавров / Г. С. Зиновьев. — 5-е изд., испр. и доп. — М. : Издательство Юрайт, 2012. — 667 с. — Серия : Бакалавр. Углубленный курс.

ISBN 978-5-9916-1972-1

Излагаются принципы преобразования электрической энергии в базовых схемах выпрямления, инвертирования, преобразования частоты и напряжения. Даны основы прямых методов анализа энергетических процессов в схемах. Приведены основные характеристики всех базовых схем преобразователей. Рассмотрены способы управления вентильными преобразователями.

Материал пособия структурирован по трем уровням глубины изложения. Два верхних уровня предназначены для профессиональной магистерской и инженерной ветвей обучения студентов специальности «Силовая электроника» и «Промышленная электроника». Нижний уровень изложения предназначен для общетехнической подготовки по силовой электронике студентов электротехнических, электроэнергетических, радиотехнических специальностей. Все главы учебника снабжены контрольными вопросами (тестами в электронном варианте учебника) и упражнениями. Учебник может быть использован также специалистами с различным уровнем подготовки в области силовой электроники для повышения квалификации.

Соответствует Федеральному государственному образовательному стандарту высшего профессионального образования третьего поколения.

The present textbook pursuant to a principle «three in one» is structured on three levels of depth and accessibility of presentation of a material. Two uppermost levels are intended for «experts» in a power electronics engineering (magistrate and engineering branch of training). The lower level is intended for «nonexperts» on a power electronics engineering, for whom this course is common technical course (students of electro technical engineering, electro power engineering, radio engineering specialities). A dominating method of the analysis of a power electronics converters in the textbook is by an authoring direct computational method of power processes. This method does not require the solution of differential equations.

All chapters of the textbook are supplied with the review questions (tests in electronic version of the textbook) and problems.

УДК 621.3
ББК 32.85я73

ISBN 978-5-9916-1972-1

© Зиновьев Г. С., 2009
© Зиновьев Г. С., 2012, с изменениями
© ООО «Издательство Юрайт», 2012

ПРЕДИСЛОВИЕ

Знание теории и практики силовой электроники является составляющей основой в проектировании и эксплуатации новой электроэнергетической техники. В настоящее время многие предприятия понимают необходимость подготовки высококвалифицированных специалистов в этой области.

Силовая электроника — это учебная дисциплина, которая входит в базовую (общепрофессиональную) часть профессионального цикла Федерального государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования (ФГОС ВПО) третьего поколения для бакалавров.

Дисциплина «Силовая электроника» в ряду технических дисциплин, использующих принципы и устройства силовой электроники, является одним из основополагающих теоретических и методических фундаментов для формирования у студентов профессионального электротехнического мышления, основанного на понимании сущности процессов кондиционирования (улучшения качества), преобразования и регулирования электрической энергии как концепции улучшения работы различных электротехнических, электромеханических, электротехнологических, электроэнергетических систем, содержащих устройства силовой электроники.

При изучении этой дисциплины бакалавр должен обладать следующими компетенциями.

Знать:

- назначение и задачи курса;
- классы вентильных преобразователей и их основные области применения;
- обобщенную структурную блок-схему базовых вентильных преобразователей, уровни допущений при построении математических моделей вентильных преобразователей и методы их аналитического исследования;
- новые методы энергетического анализа (прямые методы);
- принципиальные схемы базовых ячеек выпрямителей и зависимых инверторов, регуляторов в переменного и постоянного напряжений, компенсаторов неактивных составляющих полной мощности;

- задачи и процедуру анализа базовых схем, их свойства, методы и структуры систем управления такими схемами;
- основные характеристики базовых схем;
- основные законы изученных устройств силовой электроники.

Уметь:

- ставить задачу анализа схем вентильных преобразователей;
- делать качественный анализ электромагнитных процессов с помощью временных диаграмм;
- выполнять анализ интегральным и прямыми методами на основе составления и решения дифференциальных уравнений;
- находить спектры преобразованного напряжения и тока;
- вычислять действующие и средние значения сложных функций;
- определять степень электромагнитной совместимости вентильного преобразователя с питающей сетью;
- проектировать вентильный преобразователь;
- пользоваться справочной информацией, в том числе в сети Интернет.

Владеть:

- понятийным аппаратом в области силовой электроники;
- постановкой задачи проектирования; системным подходом к определению структуры и алгоритма управления, а также методами математического моделирования вентильных преобразователей;
- технологией сравнительного анализа вентильных преобразователей одного назначения;
- методами решения проблем электромагнитной совместимости вентильных преобразователей с источником;
- способностью модернизировать и совершенствовать алгоритмы управления базовыми схемами;
- умением прогнозировать тенденции развития преобразовательных систем.

Изучение дисциплины «Силовая электроника» основывается на сумме знаний, полученных студентами в ходе освоения физики, математики, теоретических основ электротехники.

Материалы данного курса могут быть использованы при изучении дисциплин «Электрические машины», «Автоматизированный электропривод», «Электротехнологические установки», «Электромагнитная совместимость», «Автономные системы электроснабжения», «Компенсаторы реактивной мощности» и других, в технических высших и средних (доступно и для последних, так как изложение учебного материала структурировано по трем уровням сложности) учебных заведениях России и стран СНГ.

ВВЕДЕНИЕ

Здравствуй, племя
младое, незнакомое

А. С. Пушкин

В электроэнергетике существуют источники постоянного и переменного тока. Абсолютно подавляющая часть электрической энергии для сетей общего пользования вырабатывается трехфазными синхронными генераторами со стандартным уровнем напряжения (неодинаковым в разных странах) и частоты (50 Гц – в России и странах Западной Европы, 60 Гц – в США, Канаде, половине стран Центральной и Южной Америки и др.). В автономных системах электроснабжения для производства электрической энергии используют асинхронные генераторы, а в отдельных случаях – специальные электрические машины, как правило, с повышенной частотой (400, 800, 1200 Гц и выше).

К первичным источникам электроэнергии постоянного тока относятся генераторы, аккумуляторы, солнечные и тепловые элементы, МГД-генераторы.

В соответствии с двумя видами источников существуют и два вида потребителей переменного тока (одно- и многофазные) и потребители постоянного или пульсирующего однонаправленного тока.

Для наиболее эффективного использования электрической энергии, генерируемой с постоянными параметрами, различные потребители требуют использования электрической энергии с нестандартными параметрами: частотой, регулируемым напряжением, другим числом фаз, нежели в источнике энергии. Поэтому необходимы преобразователи электроэнергии между источником и потребителем. В развитых странах сегодня примерно 40 % вырабатываемой электроэнергии перед использованием подвергаются преобразованию. Как, например, в хлебопечении, где из двух зерновых культур – пшеницы и ржи – выпекают много различных

видов хлебобулочных изделий, из которых пользователь выбирает нужный ему.

Силовая электроника является сегодня электротехнической отраслью, продукция которой жизненно необходима всем другим электротехническим и электроэнергетическим отраслям промышленности. В подтверждение этого ниже приводятся следующие данные [1–34]:

1. Объем годового потребления в мире равен $(8...12) \cdot 10^{12}$ кВт·ч. Ежегодные затраты на производство электроэнергии составляют 400...500 млрд долл., причем из них 72...78 млрд долл. приходится на прямые потери генерирующих, передающих и потребляющих объектов.

2. Основными потребителями электроэнергии сегодня являются электроприводы различного назначения (51 %), освещение (19 %), нагрев/охлаждение (16 %), телекоммуникации (14 %).

3. В настоящее время в мире менее 25 % энергии используются оптимально для совершения требуемой работы (в смысле минимизации потерь). Это достигается применением высокоэффективных методов управляемого преобразования электроэнергии сети в энергию управления объектом. В основе большинства таких методов лежит использование высокоэффективных преобразователей электрической энергии (устройств силовой электроники).

Ниже перечислены области применения устройств силовой электроники и приведены оценки экономического эффекта от их применения [34]:

1) средства регулирования производительности технологических цепей ТЭС и ГЭС (сокращение на 30...40 % энергопотребления предприятий для собственных нужд, снижение себестоимости 1 кВт·ч на 7...10 %);

2) регулируемые электроприводы общепромышленного назначения (60...70 млрд долл.);

3) коммунальное хозяйство, уличное освещение натриевыми лампами высокого давления, освещение общественных помещений компактными люминесцентными лампами с электронной регулируемой аппаратурой (90 ... 120 млрд долл.);

4) бытовая электроника: пылесосы, холодильники, светильники, стиральные машины, индукционные плиты (только для 10 % холодильников за три года – 1 млрд долл.);

5) автомобильная электроника (29 млрд долл. при экономии топлива 10 %);

6) повышение эффективности источников электропитания (2...3 млрд долл.).

Промышленный электропривод, управляемый с помощью полупроводникового преобразователя электрической энергии, экономит до 40 % электроэнергии по сравнению с нерегулируемым электроприводом. В настоящее время доля регулируемых электроприводов в мировых технологиях не превышает 40 %. Использование управляемого электропривода в тех областях, где это возможно, должно приводить к ежегодной экономии в 72 млрд долл.

Каждый год для целей освещения продаются около 10 млрд ламп накаливания и 500 млн люминесцентных ламп. Люминесцентная лампа с электронным балластом в пять раз эффективнее лампы накаливания, она служит в десять раз дольше, экономит до 30 долл. за время службы. Потенциал экономии – 119 млрд долл. Натриевая лампа высокого давления с электронной пускорегулирующей аппаратурой эффективнее ртутно-дроссельных ламп, применяемых для уличного освещения, в 2,5 раза. Использование натриевых ламп с этой целью позволит сэкономить 200 млрд долл.

Повышение эффективности источников вторичного электропитания за счет использования импульсных способов преобразования электрической электроэнергии имеет потенциал экономии 2,5 млрд долл.

Применение устройств силовой электроники в автомобилестроении (например, в системах торможения, управления двигателем, системе стартер – генератор) уже при 10%-ной экономии топлива может сэкономить 29 млрд долл. на парке 500 млн автомобилей.

Применение полупроводниковых преобразователей электрической энергии для регулирования производительности технологических цепей ТЭС уменьшает на 30 ... 40 % энергопотребление на собственные нужды, что приводит к снижению себестоимости 1 кВт·ч на 7...10 %.

Массовым потребителем устройств силовой электроники является бытовая техника. Большой объем выпуска бытовых приборов определяет большой резерв энергосбережения, несмотря на малый уровень потребления мощности отдельным прибором.

Наиболее энергоемкими потребителями в быту являются кондиционеры, индукционные плиты, стиральные машины, холодильники, светильники. Использование в холодильниках регулируемого компрессора позволит в среднем экономить 40 % электроэнергии, а также приведет к снижению общей цены холодильника (экономию для 200-литровых холодильников составит 70 долл. в год). К 2003 году при переводе 10 % холодильников на регулируемый компрессор ежегодная экономия может составить 1 млрд долл.

Стиральная машина с интеллектуальным силовым регулятором режимов работы экономит 60 % воды. Индукционная плита имеет КПД выше 90 % вместо 50 % у электроплит. Светильник бытового освещения с люминесцентной лампой 20 Вт заменяет лампу накаливания 100 Вт.

Значения удельной стоимости устройств силовой электроники лежат в диапазоне 0,08...2 долл./Вт. Эта величина примерно обратно пропорциональна мощности устройства. Потенциальный объем российского рынка для систем силовой электроники на ближайшее десятилетие может быть оценен величиной от 4 до 6 млрд долл. в год в зависимости от сценария развития российской энергетики. В мировой практике стоимость полупроводниковых силовых приборов составляет одну треть от стоимости систем силовой электроники.

По свидетельству IEEE PELS (Международного общества по силовой электронике), на Западе наступил «ренессанс» в области силовой электроники и в ближайшие годы потребуются порядка 100 тысяч новых специалистов в этой области. В последнее время наблюдается «оживление» промышленности в России. Таким образом, очевидно наличие актуальной проблемы обеспечения учебного процесса современной учебной литературой по силовой электронике.

Повсеместное распространение различного электрооборудования и электромеханизмов, оснащенных разнообразными устройствами силовой электроники, порождает две проблемы для учебного процесса по указанной дисциплине. Во-первых, необходимы учебные пособия по основам силовой электроники, предназначенные для инженерно-технических работников электроэнергетических и электротехнических специальностей, для кого эта дисциплина является только общетехнической. Эти специалисты должны быть знакомы с устройствами силовой электроники, входящими в эксплуатируемые ими устройства, или связаны с проектированием электрооборудования, в состав которого входят готовые промышленные устройства силовой электроники. Во-вторых, требуются учебные пособия по основам силовой электроники, ориентированные на подготовку специалистов именно по разработке и исследованию самих устройств силовой электроники. Здесь просматриваются задачи разработки (инженерного плана) и задачи исследования новых режимов и устройств (научного, «магистерского» плана). Это еще раз доказывает необходимость дифференцированного (трехуровневого) структурирования материала по учебной дисциплине «Силовая электроника» в рамках одного учебного пособия.

Сегодня учебной литературы для «неспециалистов» немного и большая ее часть написана десять лет назад [1 – 6], кроме последнего «отраслевого» учебника для вузов железнодорожного транспорта [7]. Для такой интенсивно развивающейся отрасли, как силовая электроника, этого явно недостаточно. Высокоэффективные новые полупроводниковые приборы (GTO-тиристоры, IGBT-транзисторы, «интеллектуальные модули») привели к появлению новых технических решений устройств силовой электроники. Новые алгоритмы управления этими устройствами в учебной литературе еще не освещены.

В настоящее время учебной литературы для «специалистов» по силовой электронике, отвечающей современным требованиям, в России практически нет, так как изданные в СССР учебники и учебные пособия [8 – 11] и справочники [12 – 14] отстают от сегодняшних проблем силовой электроники еще далее, чем книги для «неспециалистов» от их проблем.

В НГТУ издавалась учебная [15 – 20] и научная [21] литература, поддержанная компьютерными курсами лабораторных работ [22 – 25]. Ряд учебных пособий и методических руководств по практическим и лабораторным работам был написан на кафедре промышленной электроники [26 – 33]. Сегодня этих изданий также недостаточно.

Основой единого подхода к изложению учебного материала в настоящем пособии является то положение, что его глубина определяется принятой степенью точности математической модели изучаемой системы. Начав изложение с идеализированных моделей, легко получить простые аналитические соотношения для базовых систем, знание которых необходимо и для неспециалистов и для специалистов. Затем последовательно по мере усложнения математической модели излагаются более углубленные теории изучаемой системы. На этом пути восхождения от общего простого к специальному сложному каждый обучающийся достигнет своей вершины.

Использованный в данном издании подход к изложению материала рассчитан на три уровня подготовки («три в одном»). Материал, отмеченный вертикальной полосой на полях и звездочками в названии раздела, не предназначен для «неспециалистов», из приведенных аналитических соотношений им необходимо знать только те, номера которых набраны жирным шрифтом. «Специалистам» второго уровня подготовки отнесены дополнительно разделы с названиями, имеющими одну звездочку, а специалистам третьего уровня – разделы с двумя звездочками.

Отбор материала для пособия и его изложение выполнены на основе государственных образовательных стандартов соответствующих специальностей. Если ранжировать предмет по единой шкале, то на первом уровне изучения требуется «знать», на втором – «уметь», на третьем – «владеть материалом».

Структура данного издания такова. В первой главе дана концепция анализа устройств силовой электроники, кратко изложена методология, описан опыт ее применения к вентильным преобразователям, приведены основные критерии качества электромагнитных процессов и устройств. Дан набор элементов базовых ячеек, и приведены схемы базовых ячеек вентильных преобразователей. Рассмотрены методы расчета показателей качества с подробным описанием прямого метода. Приведен краткий обзор доступных программных комплексов моделирования устройств силовой электроники, дано достаточно подробное описание программы ParGraph-Parus, разработанной на кафедре промышленной электроники НГТУ, которая является основой для лабораторных работ по курсу «Основы силовой электроники», выполняемых на компьютере.

В гл. 2 и 3 сделан системный анализ выпрямителя и зависимого инвертора, т.е. системы для преобразования переменного тока в постоянный и наоборот, постоянного тока в переменный. В разд. 2.1 процедура анализа конкретизирована для выпрямителя, а вся вторая глава посвящена анализу базовых схем выпрямителей, выполненных на идеальных элементах. Третья глава посвящена анализу процессов в обобщенном вентильном преобразователе с естественной коммутацией (выпрямителе и зависимом инверторе) с учетом реальных параметров схемы, т.е. глава нацелена на получение общих закономерностей управляемого выпрямления и обратного ему процесса – зависимого инвертирования. Всестороннее изучение работы этого старейшего класса вентильных преобразователей является как бы прообразом системного анализа и других классов вентильных преобразователей, которые в книге рассмотрены менее детально.

В гл. 4 приведен модельный пример для курсового проектирования выпрямителя. Подобным способом должны проектироваться в курсовых работах и другие типы преобразователей на основе изучаемых далее их базовых схем. Новым при курсовом проектировании является то, что результаты расчета по проекту можно проверить математическим моделированием спроектированного преобразователя с помощью программы ParGraph-Parus.

В гл. 5 приведены результаты развития аналитических прямых (без решения дифференциальных уравнений) методов расчета уст-

ройств силовой электроники, эквивалентируемых математически-ми моделями любого порядка. Предварительного знакомства с этими моделями в разд. 1.5 было достаточно для понимания материала второй, третьей и четвертой глав, но недостаточно для изложения последующего материала.

Шестая глава, новая для учебной литературы по силовой электронике, посвящена проблеме электромагнитной совместимости вентильных преобразователей с сетью и окружающей средой.

В гл. 7 (уже в одном месте, а не в двух главах – второй и третьей, как это первоначально было сделано для выпрямителей) также на двух уровнях точности математической модели рассмотрены преобразователи постоянно-постоянного напряжения. Этот класс преобразователей, как и преобразователи предыдущего класса с выходом на постоянном токе, является основой для построения преобразователей с выходом на переменном токе при рассмотрении (в конструктивном методическом приеме) переменного тока как периодически реверсируемого (переключаемого по направлению) постоянного тока. В гл. 8 рассматриваются преобразователи постоянного тока в переменный (автономные инверторы), в гл. 9 – преобразователи переменного тока в переменный без изменения частоты тока на выходе (регуляторы переменного напряжения), в гл. 10 – преобразователи переменного тока в переменный с изменением выходной частоты (преобразователи частоты).

В гл. 11 приведен достаточно новый для учебной литературы по силовой электронике материал по специфическим типам преобразователей – компенсаторам неактивных составляющих полной мощности, призванным улучшать электромагнитную совместимость с питающей сетью любых нелинейных потребителей электрической энергии.

Общие классические принципы управления вентилями устройств силовой электроники всех типов, а также новые тенденции в управлении (обобщенный вектор, интеллектуальное управление) рассмотрены в гл. 12.

В гл. 13 собраны основные модификации базовых схем преобразователей различных классов.

В списке литературы приведены использованные и рекомендуемые для дальнейшего изучения книги и статьи.

Учебное пособие снабжено предметным указателем по техническим терминам силовой электроники (выделены в тексте курсивом) и кратким англо-русским словарем, дополняющим ранее изданный Обществом силовой электроники английский словарь терминов.

В целом материал учебного пособия отражает опыт 30-летнего преподавания автором курса силовой электроники в Новосибирском государственном техническом университете.

Автор, являющийся поклонником А.С. Пушкина, в год 200-летнего юбилея со дня рождения поэта, когда был задуман учебник и издана его первая часть, не мог по-своему не откликнуться на это событие. Помня слова Н.В. Гоголя: «...Пушкин есть явление чрезвычайное и, может быть, единственное явление русского духа: это русский человек в его развитии, в каком он, может быть, явится через двести лет», – автор взял строки поэта в качестве эпиграфов к главам пособия.

Учитывая первый опыт подобного построения учебного издания («три в одном»), автор с благодарностью рассмотрит все замечания и предложения и наиболее конструктивные из них учтет в последующих изданиях. Автор выражает благодарность аспирантам М. Ганину, Е. Левину, А. Обухову, студентам А. Зимину, И. Проскурину за помощь в расчетах и оформлении рисунков, особую признательность – М. Гнатенко за помощь в моделировании и непрерывное совершенствование программы ParGraph и Л.А. Ларичевой за печать рукописи.

В третьем издании книги исправлены замеченные опечатки, в разд. 13.7 добавлен материал по двуступенчатым непосредственным преобразователям частоты.

В список литературы внесены монография Т.А. Глазенко (к гл. 7) и две книги С.Г. Германа-Галкина по моделированию в MatLab 6.0 вентильных преобразователей. Появились четыре приложения: Приложение 1 и Приложение 2 – Интегральные драйверы, Приложение 3 – Интеллектуальный силовой модуль, Приложение 4 – Готовый силовой преобразователь.

В четвертом издании книги исправлены замеченные опечатки. В список литературы внесен доклад по матричным преобразователям [202], три новых монографии по преобразовательной технике [213–215], выпущенные в 2004–2005 гг., и новый учебник по силовой электронике [216].



Глава 1

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ И МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИССЛЕДОВАНИЯ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Цели нет передо мною
Сердце пусто, празден ум...

О, сколько нам открытий чудных
Готовит просвещенья дух...

А. С. Пушкин

Глава посвящена изучению общих вопросов анализа всех устройств силовой электроники. Методологической основой анализа является системный подход (разд. 1.1). Энергетические показатели качества преобразования электрической энергии вентильными преобразователями, свойства элементов, из которых строятся вентильные преобразователи, приведены в разд. 1.2 и 1.3, а виды преобразователей электрической энергии описаны в разд. 1.4. В разд. 1.5 и 1.6 рассматриваются возможности математических методов анализа устройств силовой электроники аналитическими методами и методами компьютерного моделирования.

1.1. СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД К АНАЛИЗУ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Изучение основ силовой электроники прежде всего опирается на анализ базовых типов устройств, т. е. на установление свойств устройств в функции их параметров. Классическая методология обучения носит индуктивный характер, предполагая движение от частного к общему, от простого к сложному. Но по мере усложнения изучаемых устройств появляется необходимость проводить

однотипное по подходу и эффективное по результату исследование любых сложных устройств заданного назначения. Такой подход к исследованию, интенсивно развиваемый в предшествующие несколько десятилетий, получил название *системного подхода*, который предполагает:

- 1) установление границ исследуемой системы заданного назначения как целого, т. е. выделение из окружающей ее среды;
- 2) определение целей системы, критериев качества ее функционирования и методов их расчета;
- 3) декомпозиция системы на составные части или подсистемы, которые на более низком уровне иерархии рассматриваются как подсистемы, точно так же, как сама исследуемая система является частью надсистемы;
- 4) изучение системы во всех требуемых целевым назначением аспектах с учетом всех значимых связей как между частями системы одного уровня, так и между различными уровнями.

Классический подход к исследованию основывается на том, что свойства целого (системы) определяются главным образом свойствами составляющих его элементов (подсистем). Системный же подход основывается на другой парадигме: система не детерминируется однозначно совокупностью элементов и не сводится к ним, а, наоборот, элементы детерминируются целым, в рамках которого они и получают свое функциональное назначение; при этом у системы в целом появляются новые свойства, отсутствующие у ее элементов.

Применительно к изучаемым в курсе устройствам силовой электроники указанные четыре принципа системного подхода заключаются в следующем.

Во-первых, устройство преобразования электрической энергии из одного вида в другой рассматривается не само по себе, а в совокупности с источником питания на входе и нагрузкой (потребителем) на выходе. Эта триада и составляет предмет исследования. Кроме того, выявляются все виды полупроводниковых устройств преобразования электрической энергии в соответствии с их назначением.

Во-вторых, определяется необходимый набор энергетических критериев качества создания и функционирования устройств силовой электроники и рассматриваются существующие методы их расчета.

В-третьих, производится декомпозиция устройств силовой электроники для упрощения анализа на функциональном и структурном уровнях.

В общем случае любое преобразовательное устройство должно реализовать совокупность следующих функциональных операций:

- собственно преобразования рода тока;
- регулирования параметров преобразованной энергии (постоянной составляющей в цепях постоянного тока, первой гармоники или действующего значения в цепях переменного тока);
- согласования уровней напряжения источника питания и нагрузки преобразователя;
- потенциальной изоляции (при необходимости) источника питания и нагрузки;
- электромагнитной совместимости преобразователя с источником питания и нагрузкой.

Первые две операции в устройствах силовой электроники реализуются посредством полупроводниковых управляемых вентилей, следующие две – с помощью трансформатора на входе, внутри или на выходе устройства, а последняя операция – с помощью пассивных (*LC*) или активных (управляемая генерация напряжения или тока требуемой формы) фильтров.

Структурная декомпозиция устройств силовой электроники в книге выполняется на двух уровнях. На верхнем уровне сложная преобразовательная система разделяется на элементарные базовые ячейки, характеризующиеся однократностью преобразования вида электрической энергии (например, переменный ток – постоянный ток). На нижнем уровне элементарные базовые преобразователи рассматриваются как совокупность трансформатора, вентильного комплекта, фильтров, системы управления.

В-четвертых, системный подход к исследованию устройств силовой электроники в соответствии с целевым назначением курса реализуется здесь главным образом в энергетическом аспекте. При анализе электромагнитных процессов в исследуемых устройствах приняты следующие классы допущений.

1. Все элементы преобразователя – идеальные (без потерь), питающая сеть – источник бесконечной мощности (тоже без потерь внутри источника), нагрузка также идеализирована. Процедура исследования элементарна.

2. Учитываются реальные параметры элементов преобразовательного устройства и питающей сети, нагрузка преобразователя остается идеализированной. Процедура исследования остается простой и аналитической.

3. При третьем уровне анализа все элементы триады (питающая сеть – преобразователь – нагрузка) замещаются моделями с реаль-

ными параметрами элементов. Процедура анализа заметно усложняется, и не всегда возможно обойтись без средств вычислительной техники.

Такой подход позволяет наращивать мощность анализа по мере изложения материала и углубления исследования, обеспечивая в то же время вложенность результатов низких уровней анализа как частных случаев в результаты более высоких уровней. Это, в свою очередь, позволяет проследить влияние учета реальных параметров отдельных элементов системы на характеристики системы.

1.2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Преобразование электрической энергии в устройствах силовой электроники характеризуется энергетическими показателями электромагнитных элементов и устройства в целом, определение которых и составляет цель этого раздела.

1.2.1. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ

Важнейшими из этих показателей являются следующие.

1. Коэффициенты преобразования по напряжению и току

$$K_{н.п} = \frac{U_{\text{ВЫХ.П}}}{U_{\text{ВХ.П}}}, \quad K_{т.п} = \frac{I_{\text{ВЫХ.П}}}{I_{\text{ВХ.П}}}, \quad (1.2.1)$$

которые определяются в режимах, соответствующих максимально возможному напряжению на выходе преобразователя, т. е. при отсутствии его регулирования, для полезных составляющих напряжения и тока. В цепях переменного тока полезными составляющими, переносящими активную мощность, являются, как правило, первые гармоники напряжения и тока, а в цепях постоянного тока – средние значения величин в них.

2. Коэффициенты искажения тока и напряжения

$$\nu_I = \frac{I_{(1)}}{I}, \quad (1.2.2)$$

где $I_{(1)}$ – действующее значение первой гармоники тока; I – действующее значение тока.

3. Коэффициент гармоник тока (коэффициент несинусоидальности $K_{н.с}$)

$$K_{г.т} = \frac{I_{в.г}}{I_{(1)}} = \frac{1}{I_{(1)}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{(k)}^2}, \quad (1.2.3)$$

где $I_{в.г}$ – действующее значение высших гармоник тока (отличных от первой гармоники).

Последние два коэффициента очевидным образом связаны между собой:

$$v_I = \frac{I_{(1)}}{I} = \frac{I_{(1)}}{\sqrt{I_{(1)}^2 + I_{в.г}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (I_{в.г}/I_{(1)})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + K_{г.т}^2}}, \quad (1.2.4)$$

отсюда

$$K_{г.т} = \sqrt{\frac{1}{v_I^2} - 1}. \quad (1.2.5)$$

4. Коэффициент сдвига тока относительно напряжения по первой гармонике

$$\cos \varphi_{(1)} = \frac{P_{(1)}}{\sqrt{P_{(1)}^2 + Q_{(1)}^2}}, \quad (1.2.6)$$

где $P_{(1)}$ и $Q_{(1)}$ – активная и реактивная мощности в цепи, создаваемые первыми гармониками напряжения и тока.

5. Коэффициент мощности

$$\chi = \frac{P}{S}, \quad (1.2.7)$$

где P – активная мощность; S – полная мощность. В цепи с синусоидальным напряжением этот коэффициент равен

$$\chi = \frac{P_{(1)}}{S} = \frac{EI_{(1)} \cos \varphi_{(1)}}{EI} = v_I \cos \varphi_{(1)}. \quad (1.2.8)$$

6. Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}. \quad (1.2.9)$$

Для идеализированного преобразователя в рамках первого уровня анализа (отсутствие потерь мощности в элементах преобра-

зователя) из (1.2.8) следует соотношение между коэффициентами сдвига токов входной и выходной цепей преобразователя:

$$P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}}, \quad U_{(1)\text{вых}} I_{(1)\text{вых}} \cos \varphi_{(1)\text{вых}} = U_{(1)\text{вх}} I_{(1)\text{вх}} \cos \varphi_{(1)\text{вх}},$$

$$\cos \varphi_{(1)\text{вх}} = K_{\text{н.п}} K_{\text{т.п}} \cos \varphi_{(1)\text{вых}}. \quad (1.2.10)$$

7. Энергетический коэффициент полезного действия

$$\eta_{\text{э}} = \frac{P_{\text{вых}}}{S_{\text{вх}}} = \frac{P_{\text{вх}}}{S_{\text{вх}}} \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \chi \eta. \quad (1.2.11)$$

8. Коэффициент пульсаций для цепей постоянного тока

$$K_{\text{п}} = \frac{X_{\text{max}}}{X_{\text{ср}}}, \quad (1.2.12)$$

где X_{max} – амплитуда данной (обычно первой) гармонической составляющей напряжения (тока), $X_{\text{ср}}$ – среднее значение напряжения (тока).

Расширение традиционной системы показателей качества электромагнитных процессов сделано в п. 1.5.3 введением *интегральных коэффициентов гармоник*.

В случаях, когда с помощью вентильного преобразователя создается автономная система электроснабжения (борт судна, самолета, наземного транспортного средства), набор показателей качества электроэнергии и их числовые значения определяются государственными и отраслевыми стандартами, например, качество электрической энергии в электрических сетях общего пользования должно соответствовать ГОСТ 13109-97.

Для расчета энергетических показателей качества преобразования энергии необходимо знать:

- действующие значения первых гармоник напряжения и тока цепи и угол сдвига между ними;
- действующие значения напряжения и тока;
- действующие значения высших гармоник напряжения и тока;
- активную и реактивную мощности цепи.

Эти показатели можно рассчитать одним из трех методов:

- 1) интегральным, 2) спектральным, 3) прямым (см. разд. 1.5).

1.2.2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА И ЕГО ЭЛЕМЕНТОВ

За энергетические показатели качества использования элементов преобразовательного устройства принимают их относительные (к активной мощности нагрузки) установленные (типовые) мощности.

Установленная мощность двухобмоточного трансформатора рассчитывается как половина суммы произведений действующих значений напряжения (определяет сечение магнитопровода заданного вида и число витков обмотки) и тока (определяет сечение провода обмотки) для каждой обмотки:

$$S_T^* = \frac{S_T}{P_H} = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{2P_H}. \quad (1.2.13)$$

Установленная мощность реактора в цепи переменного тока рассчитывается, как и мощность трансформатора, с помощью коэффициента, равного 0,5, из-за наличия только одной обмотки:

$$S_L^* = \frac{S_L}{P_H} = \frac{1}{2} \frac{U_L I_L}{P_H}. \quad (1.2.14)$$

Реактор в цепи постоянного тока характеризуется уже запасенной энергией при заданных частоте и уровне пульсаций тока

$$W_L = LI^2.$$

Установленная (реактивная) мощность конденсатора в цепи синусоидального напряжения (по отношению к активной мощности цепи) рассчитывается как произведение действующих значений напряжения и тока конденсатора, а при наличии высших гармоник в токе их величина ограничивается частотой этих гармоник:

$$Q_C^* = \frac{Q_C}{P_H} = \frac{U_C I_C}{P_H}. \quad (1.2.15)$$

Конденсатор в цепи постоянного напряжения характеризуется запасенной энергией CU^2 при заданных уровне и частоте пульсаций напряжения (уровне высших гармоник напряжения):

$$W_C = CU^2.$$

Для соотнесения энергетических показателей элементов цепи переменного тока, выраженных в единицах мощности, с энерги-

ческими показателями элементов цепи постоянного тока, выраженными в единицах энергии, можно использовать их условное приведение. Для этого первые показатели необходимо поделить на круговую частоту переменного напряжения ω или вторые показатели умножить на эту частоту.

Установленная мощность полностью управляемых *вентилей* (тиристоров) определяется так:

$$S_B = nI_a U_{b\max},$$

где n – число вентиляей.

Установленная мощность полностью управляемых вентиляей определяется уже не через среднее значение анодного тока вентиля I_a , а через максимальное:

$$S_B = nI_{a\max} U_{b\max},$$

где $U_{b\max}$ – максимальное значение обратного напряжения вентиля.

По рассчитанным значениям установленных мощностей элементов и их конструктивному исполнению можно определить удельные весовые, габаритные, стоимостные показатели и удельные показатели потерь активной мощности в элементах преобразователя.

Основные показатели конструкции преобразователя

1. *Удельная масса устройства*, кг/кВА:

$$M_s = \frac{M}{S}, \quad (1.2.16)$$

где M – масса устройства, кг; S – установленная (полная) мощность, кВА.

2. *Удельный объем устройства*, дм³/кВА:

$$V_s = \frac{V}{S}, \quad (1.2.17)$$

где V – объем устройства, дм³.

3. *Удельная стоимость устройства*, у.е./кВА:

$$C_s = \frac{C}{S}, \quad (1.2.18)$$

где C – стоимость устройства, у.е.

По этим показателям могут быть вычислены:

– удельный вес устройства, кг/дм³,

$$M_V = \frac{M}{V} = \frac{M_S}{V_S}; \quad (1.2.19)$$

– стоимость единицы массы, у.е./кг,

$$C_M = \frac{C}{M} = \frac{C_S}{M_S}; \quad (1.2.20)$$

– стоимость единицы объема, у.е./дм³,

$$C_V = \frac{C}{V} = \frac{C_S}{V_S}. \quad (1.2.21)$$

Дополнительные показатели

Удельные потери в единице объема, Вт/дм³:

$$\Delta P_V = \frac{\Delta P}{V}. \quad (1.2.22)$$

Удельные потери в единице массы, Вт/кг:

$$\Delta P_M = \frac{\Delta P}{M}. \quad (1.2.23)$$

Удельные потери на единицу мощности (полной или реактивной, Вт/кВА или Вт/кВАр):

для реактивных элементов в цепях переменного тока

$$\Delta P_S = \frac{\Delta P}{S} \quad \text{или} \quad \Delta P_Q = \frac{\Delta P}{Q}; \quad (1.2.24)$$

для реактивных элементов в цепях постоянного тока

$$\Delta P_W = \frac{\Delta P}{W}. \quad (1.2.25)$$

Удельные показатели связаны между собой следующими очевидными соотношениями:

$$\Delta P_M = \frac{\Delta P_S}{M_S}, \quad V_S = \frac{M_S}{M_V}, \quad (1.2.26)$$

$$\Delta P_V = \Delta P_M M_V = \frac{\Delta P_S M_V}{M_S}, \quad (1.2.27)$$

наличие которых свидетельствует о том, что из шести основных перечисленных показателей только три являются независимыми, а три других могут быть вычислены по приведенным уравнениям связи.

Числовые значения удельных вышеприведенных показателей для российской элементной базы силовой электроники (вентилей, трансформаторов, реакторов, конденсаторов) приведены в [25]. Оценку массогабаритных и стоимостных показателей устройства можно сделать еще на стадии расчета электромагнитных параметров элементов схемы преобразователя, зная значения удельных конструктивных показателей элементов. Другой путь получения этих показателей – расчет их по конструктивным данным готовых преобразовательных агрегатов, приведенным в справочниках [12, 36, 37].

1.3. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Целью данного раздела является рассмотрение электрических параметров элементов силовой электроники, из которых в соответствии с принципиальной схемой вентильного преобразователя проектируются устройства силовой электроники.

1.3.1. СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Все преобразователи выполняются на силовых полупроводниковых вентилях: неуправляемых (диодах) и управляемых (тиристорах, транзисторах). Управляемые вентили подразделяются на два класса: с неполным управлением, с полным управлением.

ВЕНТИЛИ С НЕПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Вентили с неполным управлением характеризуются тем, что переход их из состояния «выключено» в состояние «включено» возможен даже при кратковременном воздействии маломощным сигналом по цепи управления при наличии на вентиле прямого напряжения, т. е. напряжения такой полярности, при которой он может пропускать ток через себя. Переход вентиля из состояния «включено» в состояние «выключено», т. е. запираение вентиля и прекращение протекания через него прямого тока, воз-

можен только при смене полярности напряжения на вентиле (обратное напряжение) по силовой цепи. Таким образом, *неполная управляемость* означает, что вентиль можно включить воздействием по цепи управления, но невозможно выключить воздействием по управлению, а требуется сменить полярность напряжения на вентиле на обратную.

Главными представителями неполностью управляемых вентилей являются:

тиристоры – четырехслойные $p-n-p-n$ -полупроводниковые приборы с анодом А (крайняя p -область), катодом К (крайняя n -область) и управляющим электродом (УЭ) (внутренняя область);

симисторы (симметричные тиристоры, триаки) – пятислойные $p-n-p-n-p$ -полупроводниковые приборы, которые можно представить в виде комбинации двух встречно-параллельно включенных четырехслойных (тиристорных) $p-n-p-n$ -структур. На рис. 1.3.1 приведены схемные обозначения тиристора (а) и симистора (б) и их вольт-амперные характеристики (ВАХ).

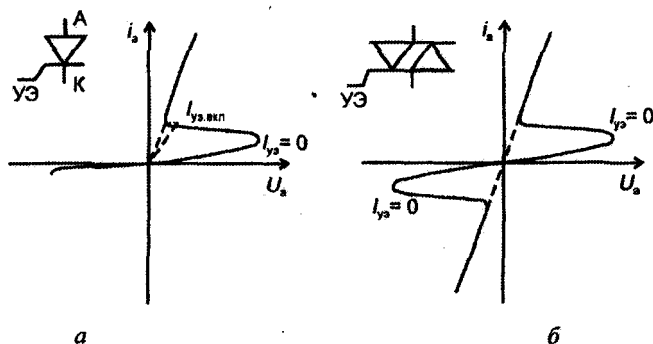


Рис. 1.3.1

Основные параметры тиристоров, определяющие возможности их использования в схемах преобразователей

1. Среднее значение анодного тока тиристора I_a , по которому он маркируется заводом-изготовителем исходя из уровня допустимых потерь активной мощности (выделения тепла) в вентиле при прохождении прямого тока. Испытательный ток вентилях при их производстве имеет вид полуволны синусоиды в каждом периоде сетевого напряжения (50 Гц). При этом коэффициент амплитуды

такого тока $K_a = \pi$ (отношение амплитуды тока к среднему значению), коэффициент формы $K_f = \pi/2$ (отношение действующего значения тока к среднему). Тиристоры выпускаются на средний ток от одного до нескольких тысяч ампер.

2. Ток удержания $I_{уд}$ – минимальное значение прямого тока тиристора в отсутствие управления, когда тиристор еще остается проводящим. При снижении анодного тока ниже этого значения тиристор переходит в закрытое состояние.

3. Максимально допустимые прямое $U_{пр\ max}$ и обратное $U_{обр\ max}$ напряжения, которые тиристор должен выдерживать без пробоя. Тиристоры маркируются в виде класса вентиля по напряжению (от 1-го до 60-го класса), умножение которого на 100 определяет его максимально допустимое значение.

4. Время восстановления управляющих свойств тиристора t_b определяется как минимально необходимая продолжительность приложения к нему обратного напряжения (при его выключении) после прохождения прямого тока, в течение которого тиристор восстанавливает свои запирающие свойства и к нему снова можно приложить максимальное прямое напряжение. Современные тиристоры имеют время восстановления примерно от десяти (высокочастотные тиристоры) до двухсот микросекунд (низкочастотные тиристоры).

5. Заряд восстановления тиристора Q_a – полный заряд (накопленный в вентиле при прохождении прямого тока), вытекающий из вентиля при переходе его из состояния проводимости прямого тока в состояние, когда появляется на вентиле обратное напряжение.

6. Амплитуда обратного тока вентиля $I_{b\max}$, обусловленного выводом заряда восстановления Q_b из него в момент спада до нуля прямого тока (при выключении) с определенной скоростью di/dt :

$$I_{b\max} = \sqrt{2Q_a \left(-\frac{di}{dt} \right)}. \quad (1.3.1)$$

7. Предельная скорость нарастания прямого напряжения на вентиле $du_{пр}/dt$, при превышении которой возможно включение его в прямом направлении даже при отсутствии управления из-за появления сигнала-помехи в цепи управляющего электрода, «просачивающегося» через паразитную емкость между ним и анодом тиристора. Обычно эта скорость для различных типов тиристоров находится в диапазоне 100...1000 В/мкс.

8. Предельная скорость нарастания прямого тока тиристора $di_{пр}/dt$, при его включении связанная с его неоднородным распре-

делением по площади p - n -перехода тиристора, что может привести к локальному повреждению (прожиганию) p - n -перехода. Обычно эта скорость находится в диапазоне от нескольких десятков до нескольких сотен ампер в микросекунду.

9. *Предельная частота импульсов прямого тока вентиля $f_{пр}$* , до которой вентиль может работать без снижения допустимого среднего значения анодного тока. Для низкочастотных тиристоров и диодов эта величина равна 400 Гц, для высокочастотных – до 10...20 кГц.

10. *Время включения $t_{вкл}$ и время выключения $t_{выкл}$* полупроводникового вентиля характеризуют соответственно время перехода вентиля из выключенного состояния во включенное и из включенного состояния в выключенное.

11. Параметры сигнала управления в цепи управляющего электрода тиристора, обеспечивающие его надежное включение: напряжение управления $U_{уз}$ (несколько вольт), ток управления $I_{уз}$ (доли ампера), скорость нарастания тока управления $dI_{уз}/dt$ (1–2 А/мкс), минимальная длительность импульса управления (20...100 мкс). При этом мощность сигнала управления в тысячи раз меньше мощности, переключаемой тиристором в анодной цепи.

12. *Напряжение отсечки спрямленной ВАХ вентиля в прямом направлении ΔU_0 и его динамическое сопротивление $R_{дин}$* . На рис. 1.3.2 показаны реальная нелинейная и кусочно-линейная модельная (упрощенная) вольт-амперные характеристики вентиля в прямом направлении. Напряжение отсечки для кремниевых вентилях равно около 1 В, значение динамического сопротивления обратно пропорционально номинальному среднему значению анодного тока вентиля I_a и меняется в диапазоне от долей ома для маломощных тиристоров до тысячных долей для мощных, имея порядок $1/I_a$ Ом.

Эти параметры определяют потери активной мощности в вентиле при прохождении прямого тока, вызывающие разогрев полупроводниковой структуры.

13. *Тепловое сопротивление вентиля R* характеризует его способность отводить тепло от места его выделения, т. е. p - n -перехода, и определяется как отношение перепада температуры между двумя средами ΔT на единицу рассеиваемой в вентиле мощности $\Delta P_{в}$, °С/Вт. Значимы прежде всего три тепловых сопротивления

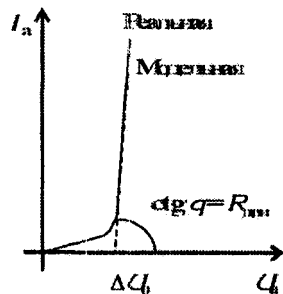


Рис. 1.3.2

вентиля на следующих участках схемы: $p-n$ -переход – корпус вентиля $R_{лк}$; $p-n$ -переход – охладитель $R_{ю}$; $p-n$ -переход – окружающая среда $R_{ис}$. Разным способам охлаждения вентиля соответствуют разные тепловые сопротивления, с помощью которых определяется предельная мощность потерь в вентиле (предельное среднее значение анодного тока вентиля) исходя из максимально допустимой температуры $p-n$ -перехода (для кремниевых диодов – 150 °С, для кремниевых тиристоров – 110...120 °С).

14. *Защитный показатель* $\int i^2 dt$ есть значение временного интеграла от квадрата ударного прямого тока, появляющегося в случае аварии, при превышении которого клапан разрушается. Поэтому чем больше значение аварийного прямого тока через клапан, тем меньше его длительность.

ВЕНТИЛИ С ПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Клапаны с полным управлением характеризуются тем, что их можно отпереть и запереть при наличии на них прямого напряжения воздействием только по цепи управления.

Основными представителями клапанов с полным управлением являются запираемые (двухоперационные) тиристоры (в зарубежном обозначении GTO – Gate Turn Off) и силовые транзисторы (биполярные, полевые и комбинированные, так называемые биполярные транзисторы с изолированным затвором, обозначаемые IGBT – Isolated Gate Bipolar Transistor).

Запираемые тиристоры *Запираемые (двухоперационные) тиристоры (ЗТ)* отличаются от обычных (однооперационных) тиристоров тем, что их можно запереть подачей короткого, но мощного импульса тока обратной полярности в цепь управляющего электрода. Большая величина этого импульса тока определяется тем, что коэффициент усиления по току при запираании тиристора невелик, обычно не более 4-5. Поэтому для запираемых тиристоров важны не средние значения прямого тока, а максимальные (мгновенные) значения, по которым они и маркируются. Достигнутые предельные параметры запираемых тиристоров за рубежом: по прямому току – до 2,5 кА, по напряжению – до 6 кВ, по частоте переключения – до 1 кГц, по коэффициенту усиления по току выключения – до 3...5. Условное обозначение GTO-тиристора показано на рис. 1.3.3, а.

В последние годы GTO-тиристоры были модифицированы и создан новый тип прибора – *тиристор, коммутируемый по управ-*

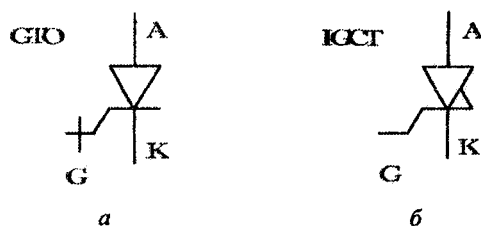


Рис. 1.3.3

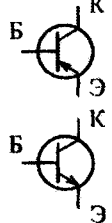
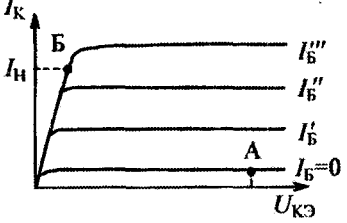
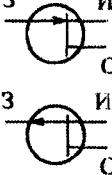
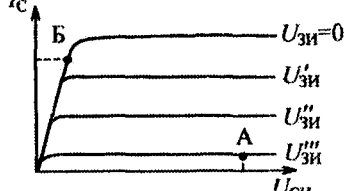
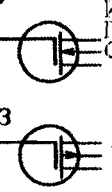
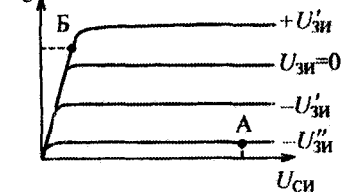
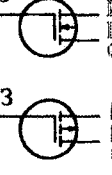
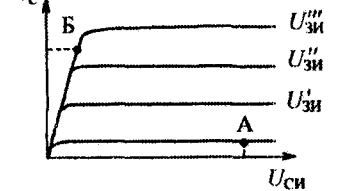
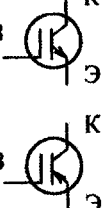
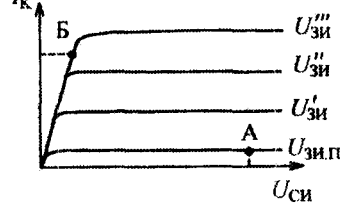
ляющему электроду (GCT—Gate Commutated Thyristor или IGCT—Integrated Gate Commutated Thyristor). В нем за счет того, что весь ток включения/выключения коммутируется через управляющий электрод, почти на порядок сокращаются времена коммутации, а значит, и коммутационные потери. Это позволило создать IGCT-тиристор на 3 кА, 3,5 кВ. Для него в отличие от GTO-тиристора не требуется применения *снабберов* — специальных внешних цепей, формирующих траекторию рабочей точки при выключении тиристора. В простейшем случае *снаббер* — это конденсатор, ограничивающий скорость нарастания прямого напряжения на тиристоре при его выключении. Последовательно с конденсатором включается небольшое активное сопротивление для ограничения тока конденсатора. Условное обозначение IGCT-тиристора показано на рис. 1.3.3, б.

Продолжаются разработки запираемых тиристоров с полевым управлением (без потребления тока) — MCT (MOS Controlled Thyristor), которые вследствие простоты управления потеснят GTO-тиристоры при условии сопоставимости их предельных электрических параметров.

Транзисторы. Принципиальным отличием транзисторов от запираемых и обычных тиристоров, включаемых и выключаемых короткими импульсами управления, является то, что для них необходимо наличие сигнала управления в течение всего времени прохождения через транзистор прямого тока. Предельные электрические параметры транзистора, определяющие возможности его применения в устройствах силовой электроники, зависят от типа транзистора.

Биполярные транзисторы (BPT) представляют собой трехслойные полупроводниковые структуры *p-n-p*- и *n-p-n*-типов, в которых имеются два *p-n*-перехода: база — эмиттер и база — коллектор. Условное обозначение и выходные *ВАХ* биполярного транзистора представлены в таблице.

Условные обозначения и ВАХ транзисторов

Тип транзистора	Обозначение	Выходная ВАХ
<p><i>Биполярный</i> <i>p-n-p-типа</i> <i>n-p-n-типа</i></p>		
<p><i>Полевой (FET) с p-n-переходом</i> <i>с каналом:</i> <i>n-типа</i> <i>p-типа</i></p>		
<p><i>Полевой МДП (MOS)-типа</i> <i>(с изолированным затвором)</i> <i>со встроенным каналом:</i> <i>n-типа</i> <i>p-типа</i></p>		
<p><i>с индуцированным каналом:</i> <i>n-типа</i> <i>p-типа</i></p>		
<p><i>Комбинированный (IGBT-транзистор)</i> <i>с каналом:</i> <i>n-типа</i> <i>p-типа</i></p>		

Биполярный транзистор позволяет изменением тока базы p - n -перехода база – эмиттер, смещенного в прямом направлении, управлять в десятки раз большим током, текущим через выходной переход база – коллектор, смещенным в обратном направлении. Так как обратное напряжение на коллекторном (выходном) переходе может быть также в десятки раз больше прямого напряжения на входном переходе база – эмиттер, в транзисторе получается большое усиление напряжения, а значит, очень большое (в сотни и тысячи раз) усиление мощности.

Эта возможность транзистора при работе в ключевом (как тиристор) режиме позволяет использовать его в устройствах силовой электроники для управления потоками энергии с целью их преобразования. Ключевой режим работы транзистора обеспечивается соответствующим управлением. В закрытом состоянии транзистора ток базы равен нулю (точка А на выходных характеристиках), т. е. ключ разомкнут; при этом пренебрегаем малым неуправляемым током коллектора на нижней ВАХ. В открытом состоянии транзистора ток базы устанавливается не меньше такого уровня I_B^* , чтобы рабочая точка транзистора с заданной внешней цепью величиной тока нагрузки I_n была в положении Б (положение насыщения), соответствующем наименьшему напряжению на транзисторе при этом токе, для уменьшения потерь мощности в транзисторе.

Промышленность выпускает силовые биполярные транзисторы на токи до сотен ампер с напряжением в сотни вольт и максимальными частотами переключения до единиц килогерц. Основные недостатки биполярных транзисторов связаны с заметными затратами мощности на управление (током по базе) и невысоким быстродействием, определяющим скорость перехода рабочей точки транзистора из положения А в положение Б и обратно.

Полевые транзисторы. В отличие от биполярных транзисторов, работающих с двумя типами носителей тока – электронами и дырками, полевые транзисторы используют один (униполярный) тип носителя тока. Проводимость канала между истоком и стоком (определенными аналогами эмиттера и коллектора биполярного транзистора) модулируется с помощью электрического поля, прикладываемого к каналу в поперечном направлении с помощью третьего электрода – затвора (управляющего электрода). Канал может быть двух типов: n -типа или p -типа.

Условные обозначения полевых транзисторов с затвором в виде обратного смещенного p - n -перехода и их выходные вольт-амперные характеристики (для канала n -типа) приведены в таблице. Теперь управляющим параметром для выходных характеристик

является напряжение на затворе (на входе транзистора), а не ток входа, как у биполярных транзисторов. Входная цепь полевого транзистора очень высокоомная и практически в статике не потребляет ток, т. е. управление таким транзистором происходит без затраты мощности. Но в динамике (при переключении транзистора) требуются импульсы тока в цепи управления для быстрого заряда (разряда) входной емкости затвор – сток транзистора. У полевого транзистора с каналом *p*-типа аналогичные свойства и характеристики, только у последних при включении в схему изменяют полярности напряжений на стоке и затворе (относительно истока) на обратные.

Вторая разновидность полевых транзисторов – *транзисторы с изолированным затвором* (см. таблицу). В этих транзисторах затвор отделен от канала тонкой диэлектрической пленкой, и поэтому во входной цепи транзистора тока нет. Кроме того, такое отделение затвора от канала позволяет выполнять канал в двух вариантах: в виде встроеного (конструктивного) или в виде индуцированного (наведенного при протекании тока) канала *p*-типа или *n*-типа. За рубежом эти транзисторы носят название MOSFET- или FET-Transistor (Metal–Oxide–Semiconductor–Field–Effect Transistor), что соответствует нашему обозначению МОП (МДП)-транзистор (металл – окисел – полупроводник), где металл означает электрод затвора, окисел – диэлектрик, отделяющий затвор от полупроводникового канала между истоком и стоком.

Достоинства полевых транзисторов – отсутствие затрат мощности на управление и высокое быстродействие в результате переноса тока в них носителями одного знака (основными носителями), в отличие от биполярных транзисторов, где ток в средней части прибора (базе) переносится медленными (неосновными) носителями. Но по предельным значениям выходных напряжения и тока полевые транзисторы заметно уступают биполярным, что определяет их использование в низковольтных устройствах силовой электроники с высокими частотами процессов преобразования электрической энергии.

Комбинированные транзисторы. В последние годы появился комбинированный прибор, конструктивно объединяющий полевой транзистор с изолированным затвором (на входе) и биполярный транзистор (на выходе), названный *биполярным транзистором с изолированным затвором* (БТИЗ) или *транзистором IGBT* (Isolated Gate Bipolar Transistor). Он имеет высокое входное сопротивление и не требует в статике мощности на управление, как полевой транзистор. Параметры выходных напряжения и тока у него выше,

чем у биполярного транзистора, т. е. значительно выше, чем у полевого (см. таблицу). В настоящее время за рубежом выпускают IGBT-транзисторы четвертого поколения с выходными токами до 1200 А и напряжением до 6500 В.

Особенностью всех типов транзисторов по сравнению с другим их «конкурентом» среди вентилях с полным управлением (GTO-тиристором) является то, что им на входе необходим сигнал управления на все время протекания тока в выходной цепи прибора. Причем некоторые типы транзисторов, как это видно из их выходных вольт-амперных характеристик (см. таблицу), требуют наличия в цепи управления источника постоянного напряжения для обеспечения запирающего транзистора в точке А соответствующей (нижней) ВАХ. Для GTO-тиристора необходимы импульсы управления противоположной полярности в моменты отпирания и запирающего прибора.

Области предпочтительного использования различных типов полупроводниковых вентилях в 1980, 1990 и 2000 годы показаны на диаграммах рис. 1.3.4 (по данным Chip News 1999, N1).

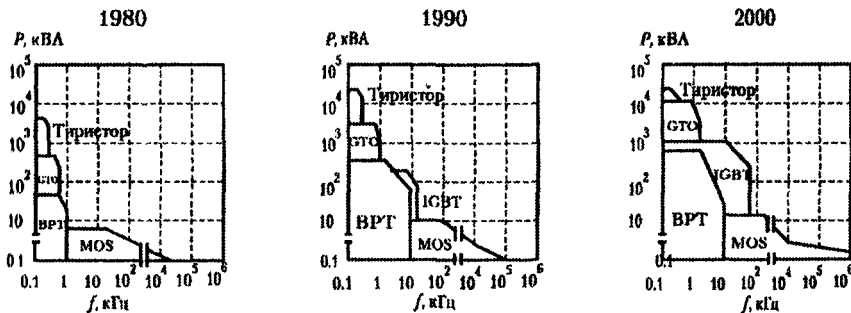


Рис. 1.3.4

Следующим шагом в развитии полупроводниковой элементной базы устройств силовой электроники явилось объединение в одном полупроводниковом кристалле или в одной гибридной конструкции, т. е. модуле, фрагментов и устройств силовой электроники. Это или совокупность нескольких силовых полупроводниковых приборов, объединенных в схему типового устройства (силовая интегральная схема – СИС), или силовой элемент с устройством управления и защиты (Smart, Intelligent – интеллектуальная схема). Примеры таких модулей рассмотрены в соответствующих разделах.

Силовые полупроводниковые приборы, давшие жизнь новой электротехнической отрасли – полупроводниковой силовой электронике, являются главными элементами в базовых ячейках преобразователей электрической энергии. Для расширения возможностей ячеек преобразователей, улучшения качества преобразования электрической энергии и обеспечения электромагнитной совместимости преобразователей с питающей сетью базовые ячейки снабжаются дополнительными элементами – трансформаторами, реакторами, конденсаторами.

1.3.2. ТРАНСФОРМАТОРЫ И РЕАКТОРЫ

В отличие от широкой номенклатуры силовых полупроводниковых приборов, насчитывающей многие тысячи разновидностей, различающихся типом и параметрами, номенклатура трансформаторов промышленного изготовления для полупроводниковых преобразователей значительно скромнее. Это связано с ограниченным рядом значений промышленных напряжений как для сетей электроснабжения, так и для типовых потребителей электрической энергии. В свою очередь, это определяет необходимость выпуска силовых трансформаторов с фиксированными коэффициентами трансформации, которые в составе преобразователя определенного типа со своим коэффициентом преобразования по напряжению обеспечивают передачу преобразованной энергии с уровня напряжения питающей сети на уровень напряжения потребителя. В бывшем СССР это привело к тому, что преобразовательные трансформаторы были унифицированы только для одного класса преобразователей – выпрямителей (и зависимых инверторов). Трансформаторы для других типов преобразователей, работающие при нестандартной частоте (50 Гц), нестандартной форме напряжения (несинусоидальной), с нестандартным коэффициентом трансформации, проектировались и выпускались обычно там же, где и преобразователь в целом. Поэтому они унифицировались на уровне предприятия, а не отрасли.

Справочные данные по унифицированным преобразовательным трансформаторам (для выпрямителей напряжения с частотой 50 Гц) приведены в работах [25, 27, 36, 37]. Эти показатели меняются в зависимости от мощности трансформатора, уменьшаясь с ростом мощности, и для трансформаторов типа ТСП мощностью 10...200 кВА чаще всего бывают следующими:

$$M_S = 10 \dots 5 \text{ кг/кВА}, \quad M_V = 4 \dots 2 \text{ дм}^3/\text{кВА}.$$

Для этого диапазона мощности КПД преобразовательных трансформаторов равен 0,96...0,98.

Реакторы в вентильных преобразователях используют для токоограничения, фильтрации в цепях переменного тока и сглаживания тока в цепях постоянного тока. В случае выполнения вентильного преобразователя без входного трансформатора на входе преобразователя устанавливаются токоограничительные реакторы, призванные ограничить токи при замыкании в нагрузке преобразователя или внутри него. Полная мощность этого реактора S_{op} определяет как бы эквивалентное напряжение короткого замыкания гипотетического входного трансформатора с типовой мощностью S_T :

$$U_{k\%} = \frac{S_{op}}{S_T} 100 \%. \quad (1.3.3)$$

Здесь удельные показатели конструкции преобразователя в связи с малой мощностью токоограничительных реакторов типа РТСТ (1...7 кВА) значительно хуже, чем у трансформаторов:

$$M_S = 25...20 \text{ кг/кВА}, \quad M_V = 50...35 \text{ дм}^3/\text{кВА}.$$

Для сглаживающих реакторов типа СРОС, работающих в цепях постоянного тока с малой относительной величиной пульсаций тока (магнитного потока в магнитопроводе), удельные показатели значительно лучше и для реакторов мощностей 10...200 кВА равны

$$M_S = 3,5...1,5 \text{ кг/кВА}, \quad M_V = 1,7...0,7 \text{ дм}^3/\text{кВА}.$$

1.3.3. КОНДЕНСАТОРЫ

В соответствии с двумя видами электрической энергии (переменный ток и постоянный ток) конденсаторы также различаются по назначению. Для цепей переменного тока предназначаются «косинусные» (компенсирующие) конденсаторы, вырабатывающие в источнике реактивной мощности (ИРМ) реактивный ток, опережающий синусоидальное напряжение на четверть периода, и фильтровые конденсаторы, предназначенные для фильтрации (ослабления) высших гармоник, присутствующих в цепях с преобразователями. Для цепей постоянного тока предназначаются полярные конденсаторы (обычно электролитические), призванные сглаживать пульсации постоянного напряжения.

Реальные массогабаритные показатели конденсаторов существенно зависят не только от конструктивно-технологических особенностей, но и от параметров режима электрической цепи, в которой они будут использованы. Режим определяет уровень потерь активной мощности в конденсаторах, а значит, и степень допустимой электрической загрузки их в зависимости от частоты и формы напряжения (тока) цепи.

Как известно, потери мощности в конденсаторе пропорциональны тангенсу угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta$. Тогда в случае несинусоидального напряжения на конденсаторе результирующие потери согласно методу наложения режимов по отдельным гармоникам равны

$$\Delta P_c = C \omega_1 \sum_{n=1}^{\infty} n U_{(n)}^2 \operatorname{tg} \delta_{(n)}. \quad (1.3.4)$$

Обычно в справочниках по конденсаторам приводится зависимость $\operatorname{tg} \delta_{(n)}$ от частоты, что позволяет рассчитать потери при работе конденсатора в цепи синусоидального и несинусоидального токов. С ростом частоты расчетные потери в обоих случаях нарастают, что требует снижения напряжения на конденсаторе для ограничения роста потерь. Это, в свою очередь, приведет к снижению реальных значений удельных массогабаритных показателей конденсатора.

Здесь приведены значения показателей для некоторых типов неполярных и полярных конденсаторов. Для отечественных конденсаторов типа МБГТ на $f = 50$ Гц показатель удельной массы $0,15 \text{ дм}^3/\text{Дж}$, для конденсаторов типа К72-11 на 500 Гц – $0,6 \text{ дм}^3/\text{кВар}$, для электролитических конденсаторов типа К50-27 этот показатель уже $0,002 \dots 0,005 \text{ дм}^3/\text{Дж}$. Через показатель удельного веса конденсаторов, обычно равный около $2 \text{ кг}/\text{дм}^3$, можно определить их удельную массу. Зарубежные конденсаторы имеют показатели на 1-2 порядка лучше.

1.4. ВИДЫ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Целью данного раздела является рассмотрение существующего набора базовых преобразовательных ячеек и силовых интерфейсных ячеек, обеспечивающих электромагнитное совмещение базовых преобразовательных ячеек с питающей сетью и нагрузкой.

Все возможные виды преобразователей электрической энергии из одного типа (определяемого генерирующей стороной) в другой (определяемый потребляемой стороной) схематически показаны на рис. 1.4.1.

Это конечное множество видов преобразователей включает следующие базовые ячейки:

1. Преобразователи переменного (двунаправленного) тока в постоянный (однонаправленный) ток, называемые *выпрямителями*, которые удобно обозначить как ДТ/ОТ аналогично принятому сокращению в англоязычной литературе AC–DC (Alternative Current – Direct Current, т. е. переменный ток – постоянный ток).

2. Преобразователи переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты, возможно и с другим числом фаз, называемые *преобразователями частоты*, которые обозначим, следуя той же логике, как ДТ/ДТ, аналогично зарубежному обозначению AC–AC.

3. Преобразователи переменного тока с одним числом фаз в переменный ток той же частоты с другим числом фаз, называемые *преобразователями числа фаз* и являющиеся, по сути, частным случаем предыдущего типа преобразователей и поэтому обозначаемые в дальнейшем ДТ/ДТ(Ф).

4. Преобразователи переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты, отличающейся в фиксированное число фаз M от исходной частоты, называемые *умножителями частоты*, также

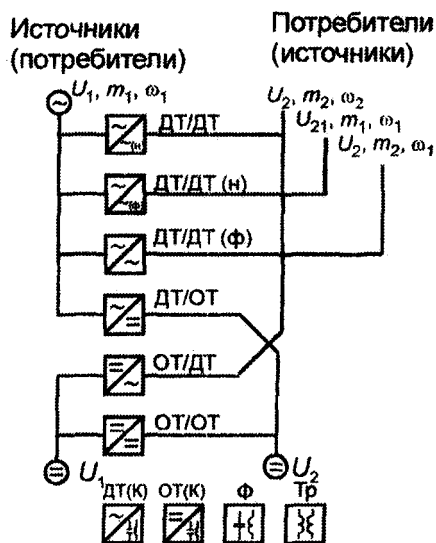


Рис. 1.4.1

являются другим частным случаем преобразователя частоты и поэтому обозначаются ДТ/ДТ(Ч).

5. Преобразователи переменного напряжения в регулируемое переменное напряжение той же частоты, называемые *регуляторами переменного напряжения* и обозначаемые ДТ/ДТ(Н).

6. Преобразователи постоянного тока в переменный, называемые *инверторами*, которые обозначим ОТ/ДТ аналогично их зарубежному коду DC–AC.

7. Преобразователи постоянного тока в постоянный, называемые *регуляторами постоянного тока* (электронными «трансформаторами»), которые обозначим ОТ/ОТ аналогично соответствующему зарубежному обозначению DC–DC.

8. Регулируемые *источники реактивной (неактивной) мощности*, обозначаемые ИРМ, позволяющие вводить в систему электроснабжения дополнительные (к реактивным мощностям потребителей) реактивные мощности сдвига ИРМ(С), искажения ИРМ(И), несимметрии ИРМ(Н) с целью компенсации соответствующих мощностей некачественных потребителей и улучшения таким образом качества электроэнергии в системе электроснабжения. Возможны два варианта подключения ИРМ к сети: к узлу (поперечная компенсация за счет задания дополнительного тока в узле сети (ИРМТ)) и между узлами (продольная компенсация за счет задания дополнительного напряжения между узлами сети (ИРМН)). В зависимости от вида, способа включения и алгоритма управления ИРМ может выполнять функции компенсатора реактивной мощности сдвига, регулятора напряжения в узле, *активного фильтра* (путем введения в сеть напряжения или тока со спектром, обратным спектру возмущения нормального режима сети).

Полное преобразовательное устройство содержит помимо базовой ячейки при наличии цепей переменного тока входной или выходной трансформаторы – ячейки Т, а также обычно входной и выходной фильтры – ячейки Ф (см. рис. 1.4.1).

Трансформатор предназначен, во-первых, для согласования требуемого уровня выходного напряжения базовой ячейки с заданным уровнем напряжения питающей сети, во-вторых, для увеличения при необходимости числа фаз переменного напряжения на вторичной стороне трансформатора, в-третьих, для создания гальванической (кондуктивной) изоляции цепей входа и выхода преобразователя. Последнее обстоятельство, обеспечивая беспроводную связь (только через электромагнитное поле трансформатора) входных и выходных цепей преобразователя, исключает возможность опасного попадания напряжения со стороны, имеющей более

высокий потенциал, на сторону с более низким потенциалом при отключении трансформатора на одной из сторон.

Преобразование электрической энергии в базовых ячейках осуществляется с помощью резко нелинейных элементов – вентиляей, которые могут находиться только в одном из двух состояний – включенном (проводящем) или выключенном (запертом). В результате как потребление энергии ячейкой из питающей сети, так и передача ее на выходе ячейки потребителю происходят дискретно, что приводит к снижению качества преобразуемой и преобразованной электроэнергии. Для ослабления и сглаживания последствий дискретности процесса преобразования энергии предназначены фильтры на входе и выходе вентильной ячейки. Другими словами, эти фильтры обеспечивают электромагнитную совместимость преобразовательной ячейки с питающей сетью и нагрузкой. Под *электромагнитной совместимостью* в электротехнике понимают способность различных электротехнических устройств, связанных сетями электроснабжения и электrorаспределения, одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации при наличии непреднамеренных помех в этих сетях и не создавать недопустимых электромагнитных помех другим устройствам, присоединенным к ним. Образно говоря, ситуация схожа с человеческой совместимостью жильцов коммунальной квартиры на общей кухне, вынужденных пользоваться общими коммунальными услугами, не создавая недопустимых помех друг другу.

Все рассмотренные базовые ячейки характеризуются однократностью преобразования электрической энергии и обладают определенным набором свойств, которые будут рассмотрены далее в соответствующих разделах. Для расширения свойств преобразователей электроэнергии их можно конструировать из базовых ячеек, создавая базовые структуры, характеризующиеся многократным (обычно двух-, трехкратным) преобразованием вида электроэнергии на ее пути от входа до выхода преобразователя. Например, преобразовать переменный ток в регулируемый постоянный можно не только в базовой ячейке ДТ/ОТ, но и в следующих составных структурах (ячейки трансформатора и фильтров здесь опущены):

- ДТ/ДТ(Н)–ДТ/ОТ (регулирование величины переменного напряжения, затем выпрямление без регулирования);
- ДТ/ОТ–ОТ/ОТ (выпрямление без регулирования, затем регулирование постоянного напряжения);
- ДТ/ОТ–ОТ/ДТ–ДТ/ОТ (выпрямление без регулирования, затем преобразование в переменное напряжение высокой частоты

с регулированием напряжения, снова выпрямление без регулирования) и т.д.

Свойства таких составных преобразовательных структур выводятся из совокупности свойств базовых ячеек, как это будет показано в гл. 13.

Собственно процесс преобразования вида электрического тока осуществляется в вентильной ячейке, представляющей собой определенную структуру из вентилей. При допустимой на первой стадии анализа идеализации вентиля ключом его функция коммутировать напряжение и ток может быть описана периодической разрывной единичной функцией Ψ_v , называемой *коммутационной функцией* вентиля (рис. 1.4.2).

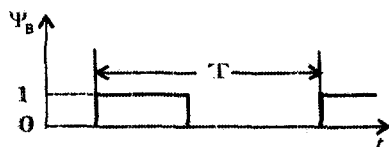


Рис. 1.4.2

Включенному (проводящему) состоянию вентиля соответствует уровень единичного значения функции, выключенному (запертому) состоянию — уровень нуля.

При этом соответствующая переменная u (напряжение, ток, мгновенная мощность) за ключом выражается очевидным образом через ту же переменную u до ключа:

$$y = u\Psi_v = u(\Psi_0 + \Psi_{(1)} + \Psi_{v,r}) = u\Psi_0 + u\Psi_{(1)} + u\Psi_{v,r}. \quad (1.4.1)$$

Здесь Ψ_0 — постоянная составляющая коммутационной функции; $\Psi_{(1)}$ — первая гармоника коммутационной функции; $\Psi_{v,r}$ — высшие гармоники коммутационной функции при разложении ее в ряд Фурье.

Если входная переменная u — гармоническая функция (напряжение сети), то в компоненте $u\Psi_{(1)}$ будет содержаться постоянная составляющая, свидетельствующая о произошедшем преобразовании тока из переменного в постоянный выходной с пульсациями (составляющие $u\Psi_0$, $u\Psi_{v,r}$), и переменная составляющая. Регулированием фазы, относительной длительности и в общем случае частоты импульсов коммутационной функции можно изменять постоянную или полезную переменную составляющие преобразованного тока. В конечном счете, преобразование и регулирование параметров преобразованной энергии сводятся к модуляции моментов включения и выключения вентилей.

Из коммутационных функций вентилей при их известном соединении в структуру можно определить *коммутационную функцию* Ψ_n вентильного комплекта преобразователя, связывающую

входные и выходные напряжения и токи вентильного комплекта, рассматриваемого как четырехполосник (рис. 1.4.3).

При подключении такого четырехполосника к источнику ЭДС уравнения связи имеют вид

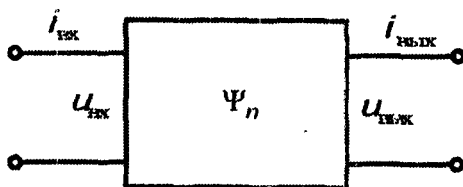


Рис. 1.4.3

$$U_{\text{вых}} = \Psi_{\text{п}} U_{\text{вх}}, \quad i_{\text{вх}} = \Psi_{\text{п}} i_{\text{вых}}, \quad (1.4.2)$$

а при подключении к источнику тока –

$$i_{\text{вых}} = \Psi_{\text{п}} i_{\text{вх}}, \quad U_{\text{вх}} = \Psi_{\text{п}} U_{\text{вых}}. \quad (1.4.3)$$

При многофазных входе или выходе вентильного комплекта преобразователя его однолинейная математическая модель (1.4.2) или (1.4.3) соответствующим образом наращивается.

Таким образом, все базовые ячейки преобразователя электрической энергии имеют однотипные идеализированные математические модели, различаясь только видом коммутационной функции преобразователя, определяющей род и качество преобразования электрической энергии.

1.5. МЕТОДЫ РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Целью данного раздела является сравнительное рассмотрение трех существующих подходов к расчету энергетических параметров вентильных преобразователей.

1.5.1. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Вид математической модели вентильного преобразователя существенно определяет выбор метода расчета электромагнитных процессов в нем. Метод расчета, в свою очередь, определяет трудоемкость вычислений и вид полученного результата. Поэтому выбор математических моделей вентиля и преобразователя, а также метода расчета процессов в преобразователе необходимо делать согласованно.

Периодическая коммутация вентилей в преобразователе (модель вентиля в виде ключа) приводит к двум видам математических моделей преобразователя. Если на входе преобразователя используются модели идеальных источников ЭДС и тока, а внутри вентильного комплекта нет пассивных элементов электрической цепи (сопротивлений, конденсаторов, реакторов), то вентильный преобразователь совместно с входным источником замещается источником напряжения или тока разрывной формы в соответствии с первыми уравнениями систем (1.4.2) и (1.4.3). Тогда процессы в нагрузке описываются дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами и разрывной правой частью. Если на входе или внутри вентильного преобразователя имеются пассивные элементы (например, элементы фильтров), то процессы в нагрузке и во входных цепях преобразователя описываются дифференциальными уравнениями с переменными периодическими (разрывными) коэффициентами. В таком случае анализ процессов в преобразователе существенно усложняется (см. гл. 5).

Для обеих математических моделей вентильных преобразователей применимы следующие три метода расчета энергетических показателей преобразователей: 1) интегральный; 2) спектральный; 3) прямой.

1.5.2. МЕТОДЫ РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ

ИНТЕГРАЛЬНЫЙ МЕТОД

В *интегральном* методе расчета относительных энергетических показателей все абсолютные величины, которые входят в эти показатели, выражаются в форме определенных интегралов от соответствующих токов, напряжений и их комбинаций. Это действующие значения токов и напряжений

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}, \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}. \quad (1.5.1)$$

Это *активная* мощность

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt, \quad (1.5.2)$$

реактивные мощности сдвига (при синусоидальной форме напряжения или тока)

$$Q = \frac{1}{\omega T} \int_0^T u \frac{di}{dt} dt = -\frac{1}{\omega T} \int_0^T i \frac{du}{dt} dt, \quad (1.5.3a)$$

$$Q = -\frac{\omega}{T} \int_0^T u \left(\int i dt \right) dt = \frac{\omega}{T} \int_0^T i \left(\int u dt \right) dt, \quad (1.5.3b)$$

полная мощность

$$S = UI = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (1.5.4)$$

Для углубленной характеристики несинусоидальных энергопроцессов можно привлечь еще массу других *парциальных составляющих полной мощности*, общее выражение для которых в интегральной форме имеет вид [20, 21, 39].

$$M_j = \frac{C_j}{T} \int_0^T N_j \{u\} L_j \{i\} dt. \quad (1.5.5)$$

Здесь вид операторов преобразования напряжения $N_j \{u\}$ и тока $L_j \{i\}$ определяет и ту или иную парциальную составляющую M_j полной мощности S (см. гл. 6).

Для вычисления всех указанных интегралов необходимо знать законы изменения мгновенных значений соответствующих переменных. Они могут быть найдены только из решения дифференциальных уравнений, составленных для электрической цепи, в которой вычисляются энергетические показатели. Это обстоятельство определяет следующие потребительские свойства интегрального метода расчета.

1. Метод универсален, так как дифференциальные уравнения всегда можно решить аналитически или численно.

2. При отсутствии аналитического решения дифференциального уравнения сам метод расчета энергетических показателей становится численным. Это не позволяет провести общее исследование в аналитической форме зависимости энергетических показателей от параметров электрической цепи.

3. При высоком порядке дифференциальных уравнений (выше 2-3) и наличии на периоде множества точек нарушения непрерыв-

ности функций, вызванных скачкообразным переключением вентилей, метод становится очень трудоемким и доступным только для ЭВМ.

СПЕКТРАЛЬНЫЙ МЕТОД

В спектральном методе расчета относительных энергетических показателей все абсолютные величины, которые входят в определение показателей, выражаются в форме бесконечных рядов, которые получаются из рядов Фурье (спектров) соответствующих токов и напряжений. Так, действующие значения напряжений и токов согласно формуле Парсевала из теории рядов Фурье вычисляются следующим образом:

$$I = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_{(k)}^2}, \quad U = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)}^2}, \quad (1.5.6)$$

где $I_{(k)}$, $U_{(k)}$ – действующие значения гармоник k -го порядка тока и напряжения. Отсюда активная мощность

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \cos \varphi_{(k)}. \quad (1.5.7)$$

Реактивная мощность Боденю (сдвига) при несинусоидальных напряжениях и токах

$$Q_B = \sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \sin \varphi_{(k)}. \quad (1.5.8)$$

Полная мощность

$$S = UI = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)}^2} \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_{(k)}^2}. \quad (1.5.9)$$

Для вычисления указанных величин необходимо знать спектры напряжения и тока в электрической цепи. Спектр напряжения находится по известной форме кривой напряжения разложением ее в ряд Фурье. Спектр тока рассчитывается через спектр напряжения и найденные по схеме цепи полные сопротивления по каждой гармонике спектра. Эта процедура определяет потребительские свойства спектрального метода:

1. Метод не требует составления и решения дифференциальных уравнений, что освобождает от соответствующих затрат времени и возможных ошибок.

2. Энергетические показатели представляются выражениями, содержащими бесконечные ряды. Практическое усечение ряда всегда вносит в расчет погрешность, которую оценить нелегко.

3. Параметры цепи входят в каждый член ряда, что затрудняет аналитическое исследование влияния отдельных параметров цепи на каждый энергетический показатель, делая процедуру расчета, по сути, численной.

ПРЯМЫЕ МЕТОДЫ

Прямые методы – методы алгебраизации дифференциальных уравнений. Под прямыми методами расчета энергетических показателей в цепях с несинусоидальными напряжениями и токами понимают методы, не требующие ни нахождения мгновенных значений тока (как в интегральном методе), ни нахождения его спектра (как в спектральном методе). Прямой метод, излагаемый здесь, назван методом алгебраизации дифференциальных уравнений (АДУ) [21], расчетные формулы для энергетических показателей выводятся прямо через коэффициенты дифференциального уравнения и параметры приложенного напряжения. В качестве таких параметров используется набор *интегральных коэффициентов гармоник напряжения*, полученный расширением определения традиционного коэффициента гармоник напряжения, как показано ниже.

Метод АДУ рассмотрим на примерах расчета цепей первого и второго порядка, к которым сводятся математические модели большинства изучаемых в курсе базовых ячеек преобразователей. При этом сам метод АДУ можно применять для расчета:

- действующего значения несинусоидального тока (метод АДУ1);
- действующего значения высших гармоник тока (метод АДУ2);
- первой гармоники тока (метод АДУ(1));
- мощностей, создаваемых всей кривой тока (метод АДУМ1), ее высокочастотной составляющей (метод АДУМ2), ее первой гармоникой (метод АДУМ(1)).

Метод АДУ1. Рассматриваемая ниже процедура вывода прямым методом конечных формул для расчета действующего значения тока в цепи с преобразователем важна для потенциальных разработчиков новых методов расчета, но не требуется для пользователей этими формулами. Пользователям достаточно иметь готовые

расчетные соотношения, которые получаются в результате применения метода.

Процедура алгебраизации дифференциального уравнения состоит из следующих шагов.

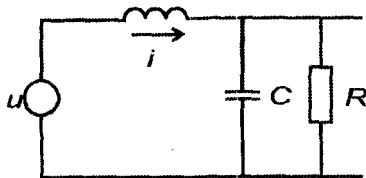


Рис. 1.5.1

1. Составление эквивалентной электрической схемы замещения преобразователя, в которой преобразователь представляется источником напряжения (тока) заданной несинусоидальной формы. Для преобразователя с LC-фильтром и активной нагрузкой R эта схема представлена на рис. 1.5.1.

2. Получение дифференциального уравнения для интересующей переменной, здесь – тока нагрузки, с помощью, например, символического метода:

$$I(p) = \frac{U(p)}{p^2 LCR + pL + R}$$

или при $p = d/dt$

$$LCR \frac{d^2 i}{dt^2} + L \frac{di}{dt} + Ri = u. \quad (1.5.10)$$

Обобщая дифференциальное уравнение для цепи второго порядка любой конфигурации, запишем

$$a_2 \frac{d^2 i}{dt^2} + a_1 \frac{di}{dt} + a_0 i = b_2 \frac{d^2 u}{dt^2} + b_1 \frac{du}{dt} + b_0 u. \quad (1.5.11)$$

Для рассматриваемой цепи

$$a_2 = LCR, \quad a_1 = L, \quad a_0 = R, \quad b_2 = b_1 = 0, \quad b_0 = 1.$$

3. Преобразование дифференциального уравнения (ДУ) в интегральное уравнение (ИУ) путем его интегрирования столько раз, каков порядок дифференциального уравнения (здесь – два раза). При записи интегрального уравнения используем символику

$$\bar{i}^{(q)} = \int \dots dt \int idt, \quad \bar{u}^{(q)} = \int \dots dt \int udt, \quad (1.5.12)$$

q раз q раз

$$a_2 i + a_1 \bar{i} + a_0 \bar{i}^{(2)} = b_2 u + b_1 \bar{u} + b_0 \bar{u}^{(2)}. \quad (1.5.13)$$

Полученное интегральное уравнение справедливо при выполнении двух условий. Во-первых, в выходном напряжении источника u нет постоянной составляющей. При ее наличии расчет делается отдельно для переменной составляющей по излагаемой здесь методике и для постоянной составляющей (элементарную схему замещения для нее получаем из исходной, закоротив ветви с индуктивностями и разомкнув ветви с емкостями). Во-вторых, опускаются постоянные интегрирования, которые дают вклад в затухающие переходные составляющие процесса, а целью преобразования является получение интегрального уравнения для установившегося режима, для которого и определяются действующие значения переменных.

4. Преобразование интегрального уравнения относительно мгновенных значений переменных в алгебраическое уравнение АУ относительно действующих значений переменных посредством следующего оператора: ИУ возводится в квадрат и усредняется за период напряжения:

$$\frac{1}{T} \int_0^T (\text{ИУ})^2 dt \Rightarrow \text{АУ}. \quad (1.5.14)$$

Так как левая и правая части дифференциального уравнения (1.5.13) аналогичны с точностью до обозначений, достаточно рассмотреть подробно процедуру алгебраизации только левой части уравнения.

В соответствии с (1.5.14) получаем

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T (a_2 i + a_1 \bar{i} + a_0 \bar{i}^{(2)})^2 dt &= \frac{a_2^2 T}{T} \int_0^T i^2 dt + \frac{a_1^2 T}{T} \int_0^T (\bar{i})^2 dt + \frac{a_0^2 T}{T} \int_0^T (\bar{i}^{(2)})^2 dt + \\ &+ \frac{2a_2 a_1 T}{T} \int_0^T i \bar{i} dt + \frac{2a_1 a_0 T}{T} \int_0^T i \bar{i}^{(2)} dt + \frac{2a_2 a_0 T}{T} \int_0^T i \bar{i}^{(2)} dt. \end{aligned} \quad (1.5.15)$$

Из общей теории метода АДУ следует [21], что средние значения от произведения интегрированных различное число раз переменных периодических функций (здесь – токов) подчиняются следующему производящему соотношению:

$$\frac{1}{T} \int_0^T i^{(q_1)} i^{(q_2)} dt = \begin{cases} 0 & \text{при } (q_1 + q_2) \text{ нечетном,} \\ \pm \left| I \left(\frac{q_1 + q_2}{2} \right) \right|^2 & \text{при } (q_1 + q_2) \text{ четном.} \end{cases} \quad (1.5.16)$$

Первое условие в (1.5.16) можно еще трактовать как условие ортогональности несинусоидальных функций (здесь $\bar{i}^{(q_1)}$ и $\bar{i}^{(q_2)}$), а второе – как результат вычисления скалярного произведения неортогональных функций.

Знак плюс берется в случаях, когда разница показателей q_1 и q_2 кратна четырем, а знак минус – когда она кратна двум, но не четырем.

С учетом этого четвертый и пятый интегралы в (1.5.15) будут равны нулю и интегральное уравнение, преобразованное в алгебраическое, примет вид

$$\begin{aligned} a_2^2 I^2 + (a_1^2 - 2a_2 a_0) (\bar{I})^2 + a_0^2 \bar{I}^{(2)2} = \\ = b_2^2 U^2 + (b_1^2 - 2b_2 b_0) \bar{U}^2 + b_0^2 (\bar{U}^{(2)})^2, \end{aligned} \quad (1.5.17)$$

где в правой части уравнения использованы обозначения для действующих значений интегралов напряжения, аналогичные обозначениям в левой части:

$$(\bar{U})^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (\bar{u})^2 dt, \quad (1.5.18)$$

$$(\bar{U}^{(2)})^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (\bar{u}^{(2)})^2 dt \quad (1.5.19)$$

и в общем случае

$$(\bar{U}^{(q)})^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (\bar{u}^{(q)})^2 dt. \quad (1.5.20)$$

5. Доопределение алгебраического уравнения (1.5.17), содержащего три неизвестных $(I, \bar{I}, \bar{I}^{(2)})$, двумя дополнительными уравнениями для получения разрешимой системы из трех алгебраических уравнений относительно действующего значения тока I . Недостающие алгебраические уравнения получаются в рамках первого уровня приближения $N = 1$ при допущении

$$\bar{i} \approx \bar{i}_{(1)}, \quad \bar{I} \approx \bar{I}_{(1)} = \frac{I_{(1)}}{\omega}, \quad (1.5.21)$$

$$\bar{i}^{(2)} \approx \bar{i}_{(1)}^{(2)}, \quad \bar{I}^{(2)} \approx \bar{I}_{(1)}^{(2)} = \frac{I_{(1)}}{\omega^2}. \quad (1.5.22)$$

Это допущение физически обосновано тем, что интегрирование переменной несинусоидальной функции приводит к улучшению степени синусоидальности проинтегрированного сигнала, так как при интегрировании все k -е гармоники уменьшаются в k раз по отношению к первой гармонике. Другими словами, математическая операция интегрирования искаженной синусоиды технически означает ее фильтрацию, приводящую к улучшению отношения сигнал/шум (первая гармоника/высшие гармоники). В случае сильно искаженных токов первый уровень приближения при расчете может оказаться недостаточным, и тогда решение строится для более высоких уровней приближения [21].

6. Решение полученной системы алгебраических уравнений (1.5.17), (1.5.21), (1.5.22) с учетом того, что нахождение первой гармоники тока $I_{(1)}$ не представляет проблемы и может быть выполнено также методом АДУ(1). Перед записью решения необходимо преобразовать выражение для величин \bar{U} , $\bar{U}^{(2)}$ в более наглядную форму, очевидную из следующих выражений:

$$U = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_{(k)}^2} = U_{(1)} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{U_{(1)}} \right)^2} = U_{(1)} \sqrt{1 + K_r^2} \quad (1.5.23)$$

или в общем случае

$$\begin{aligned} \bar{U} &= \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (\bar{U}_{(k)})^2} = \frac{U_{(1)}}{\omega} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{kU_{(1)}} \right)^2} = \frac{U_{(1)}}{\omega} \sqrt{1 + (\bar{K}_r)^2}, \\ \bar{U}^{(2)} &= \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (\bar{U}_{(k)}^{(2)})^2} = \frac{U_{(1)}}{\omega^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{k^2 U_{(1)}} \right)^2} = \frac{U_{(1)}}{\omega^2} \sqrt{1 + (\bar{K}_r^{(2)})^2}, \\ \bar{U}^{(q)} &= \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (\bar{U}_{(k)}^{(q)})^2} = \frac{U_{(1)}}{\omega^q} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{k^q U_{(1)}} \right)^2} = \frac{U_{(1)}}{\omega^q} \sqrt{1 + (\bar{K}_r^{(q)})^2}, \end{aligned} \quad (1.5.24)$$

где $\bar{K}_r^{(q)} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (U_{(k)} / U_{(1)} k^q)^2}$ — интегральный коэффициент гармоник напряжения q -го порядка. Он отличается от обычного коэффициента гармоник K_r , принятого в электротехнике, тем, что

производит взвешенное (по номеру гармоники) суммирование гармоник, что позволяет как бы смоделировать действие амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) идеализированной электрической цепи соответствующего порядка и на этой основе спрогнозировать качество тока в цепи без расчета самого тока.

Аналогично вводится и *дифференциальный коэффициент гармоник напряжения q -го порядка*, если формально отрицательным значениям числа q придать смысл не операции интегрирования сигнала, а операции дифференцирования. Будем использовать для этого случая и второе обозначение (с крышкой), более узкое (только для операции дифференцирования), но и более удобное в этих случаях:

$$\begin{aligned}\bar{u}^{(-q)} &= \hat{u}^{(q)} = \frac{d^q u}{dt^q}, \\ \hat{U}^{(q)} &= \bar{U}^{(-q)} = \omega^q U_{(1)} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{U_{(1)}} k^q \right)^2} = \\ &= \omega^q U_{(1)} \sqrt{1 + (\hat{K}_r^{(q)})^2},\end{aligned}\quad (1.5.25)$$

где $\hat{K}_r^{(q)} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{U_{(1)}} k^q \right)^2}$ — дифференциальный коэффициент гармоник напряжения q -го порядка. Здесь суммирование усиленных в k^q раз соответствующих гармоник также характеризует их относительное усиление в идеализированной дифференцирующей цепи q -го порядка.

Формула для расчета действующего значения тока в рассматриваемой цепи второго порядка при воздействии несинусоидального напряжения произвольной, но известной формы в рамках первого уровня приближения имеет вид (исходя из (1.5.17) с учетом (1.5.24) и того, что для схемы, приведенной на рис. 1.5.1, коэффициенты $b_2 = b_1 = 0$):

$$I^2 = \frac{U_{(1)}^2}{a_2^2} \left\{ \frac{b_0^2 [1 + (\bar{K}_r^{(2)})]^2}{\omega^4} - (a_1^2 - 2a_2 a_0) \frac{I_{(1)}^2}{U_{(1)}^2 \omega^2} - a_0^2 \frac{I_{(1)}^2}{U_{(1)}^2 \omega^4} \right\}.\quad (1.5.26)$$

При этом параметры электрической цепи (C, L, R) «скрыты» в коэффициентах дифференциального уравнения ($a_2, a_1, a_0, b_2, b_1, b_0$), а параметры несинусоидального напряжения представлены набором $U_{(1)}, K_r, \bar{K}_r, \bar{K}_r^2$. Для рассмотренной схемы обнаружена зависимость действующего значения тока только от двух параметров напряжения – $U_{(1)}$ и $\bar{K}_r^{(2)}$. Таким образом, интегральный коэффициент гармоник напряжения второго порядка определяет здесь сразу качество тока без нахождения самого тока или его спектра.

Вывод общего соотношения для расчета электрической цепи произвольного порядка при любом уровне приближения дан в [21].

Метод АДУ2. В процессе расчета действующего значения тока I по методу АДУ1 требуется вычисление действующего значения первой гармоники тока $I_{(1)}$. Но при найденном значении $I_{(1)}$ действующее значение тока можно получить из соотношения

$$I = \sqrt{I_{(1)}^2 + I_{в.г}^2}, \quad (1.5.27)$$

где $I_{в.г}$ – действующее значение части кривой тока, которая обусловлена наличием высших гармоник в нем (искажения синусоиды). Метод АДУ2 дает возможность рассчитывать значения тока $I_{в.г}$ по формулам, которые значительно проще формул для расчета всего тока I , так как из них исключаются члены, ответственные за определение $I_{(1)}$.

Процедура алгебраизации дифференциальных уравнений для высокочастотной составляющей тока $i_{в.г}$ аналогична рассмотренной выше процедуре для всего тока i . Так как в линейной схеме замещения возможны декомпозиция процесса и применение метода наложения,

$$i = i_{(1)} + i_{в.г}. \quad (1.5.28)$$

Процедура алгебраизации ДУ здесь включает следующие шаги:

1. Составление эквивалентной электрической схемы замещения для высших гармоник. В случае линейной нагрузки с постоянными параметрами эта схема имеет ту же топологию, что и исходная схема замещения для всего процесса (см. рис. 1.5.1). В случае линейной нагрузки с переменными параметрами, как это, например, имеет место при эквивалентировании схемой асинхронного двигателя, схема замещения для высших гармоник будет отличаться топологией и параметрами [21].

2. Получение дифференциального уравнения для высококачественной составляющей интересующей переменной, здесь — $i_{в.г}$. В общем случае системы второго порядка по аналогии с (1.5.11) будем иметь

$$a_2 \frac{d^2 i_{в.г}}{dt^2} + a_1 \frac{di_{в.г}}{dt} + a_0 i_{в.г} = b_2 \frac{d^2 u_{в.г}}{dt^2} + b_1 \frac{du_{в.г}}{dt} + b_0 u_{в.г}. \quad (1.5.29)$$

3. Преобразование дифференциального уравнения в интегральное двойным интегрированием:

$$a_2 i_{в.г} + a_1 \bar{i}_{в.г} + a_0 \bar{i}_{в.г}^{(2)} = b_2 u_{в.г} + b_1 \bar{u}_{в.г} + b_0 \bar{u}_{в.г}^{(2)}. \quad (1.5.30)$$

4. Преобразование интегрального уравнения в алгебраическое в соответствии с оператором (1.5.14). Опять в силу идентичности с точностью до обозначений левой и правой частей уравнения (1.5.29) рассмотрим подробно процедуру алгебраизации только левой части, а результат для правой запишем по аналогии:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \int_0^T (a_2 i_{в.г} + a_1 \bar{i}_{в.г} + a_0 \bar{i}_{в.г}^{(2)})^2 dt = \\ & = \frac{a_2}{T} \int_0^T i_{в.г}^2 dt + \frac{a_1}{T} \int_0^T (\bar{i}_{в.г})^2 dt + \frac{a_0}{T} \int_0^T (\bar{i}_{в.г}^{(2)})^2 dt + \\ & + \frac{2a_2 a_1}{T} \int_0^T i_{в.г} \bar{i}_{в.г} dt + \frac{2a_1 a_0}{T} \int_0^T \bar{i}_{в.г} \bar{i}_{в.г}^{(2)} dt + \frac{2a_2 a_0}{T} \int_0^T i_{в.г} \bar{i}_{в.г}^{(2)} dt. \end{aligned} \quad (1.5.31)$$

С учетом производящего соотношения (1.5.16), примененного к левой и правой частям алгебраического уравнения (1.5.31), получим

$$\begin{aligned} & a_2 I_{в.г}^2 + (a_1^2 - 2a_2 a_0) (\bar{I}_{в.г})^2 + a_0^2 (\bar{I}_{в.г}^{(2)})^2 = \\ & = b_2 U_{в.г}^2 + (b_1^2 - 2b_2 b_0) (\bar{U}_{в.г})^2 + b_0^2 (\bar{U}_{в.г}^{(2)})^2. \end{aligned} \quad (1.5.32)$$

5. Доопределение алгебраического уравнения (1.5.32), содержащего три неизвестных $I_{в.г}$, $\bar{I}_{в.г}$, $\bar{I}_{в.г}^{(2)}$, двумя дополнительными уравнениями. Исходя из тех же физических посылок, что и при

доопределении в методе АДУ1, на основании (1.5.21) и (1.5.22) получаем

$$i = i_{(1)} + \bar{i}_{в.г} \approx \bar{i}_{(1)}, \quad \bar{i}_{в.г} = 0, \quad \bar{I}_{в.г} = 0, \quad (1.5.33)$$

$$\bar{i}^{(2)} = \bar{i}_{(1)}^{(2)} + \bar{i}_{в.г}^{(2)} \approx \bar{i}_{(1)}^{(2)}, \quad \bar{i}_{в.г}^{(2)} = 0, \quad \bar{I}_{в.г}^{(2)} = 0. \quad (1.5.34)$$

6. Решение полученной системы трех алгебраических уравнений.

В результате для расчета действующего значения высокочастотной составляющей тока запишем формулу

$$\begin{aligned} I_{в.г}^2 &= \frac{1}{a_2^2} \left[b_2 U_{в.г}^2 + (b_1^2 - 2b_2 b_0) (\bar{U}_{в.г})^2 + b_0^2 (\bar{U}_{в.г}^{(2)})^2 \right] = \\ &= \frac{U_{(1)}^2}{a_2^2} \left[b_2 K_r^2 + (b_1^2 - 2b_2 b_0) \left(\frac{\bar{K}_r}{\omega} \right)^2 + b_0^2 \left(\frac{\bar{K}_r^{(2)}}{\omega^2} \right)^2 \right]. \end{aligned} \quad (1.5.35)$$

Дальнейшее упрощение формулы (1.5.35) метода АДУ2 по сравнению с формулой (1.5.26) метода АДУ1 можно обеспечить при условиях $b_2 = b_1 = 0$, $b_0 = 1$, что дает

$$I_{в.г} = \frac{U_{(1)}}{a_2 \omega^2} (\bar{K}_r^{(2)}), \quad (1.5.36)$$

т. е. степень искажения тока в активной нагрузке с фильтром n -того порядка прямо пропорциональна интегральному коэффициенту гармоник напряжения второго порядка. Приведенный результат еще раз иллюстрирует возможность использования новых показателей качества несинусоидального напряжения (тока) — интегральных коэффициентов гармоник напряжения (тока) высших порядков, которые прямо определяют качество тока (напряжения) в цепях соответствующих порядков без анализа процессов в цепи. Таким образом, система классических показателей качества процессов преобразования энергии, представленная в п. 1.2.1, должна быть дополнена этими показателями.

Решения, полученные методами АДУ1 и АДУ2, являются асимптотически приближенными: их точность зависит от точности сделанных допущений на стадии доопределения алгебраических уравнений и нарастает с увеличением уровня приближения. В большинстве устройств силовой электроники характер электромагнитных переменных таков, что обычно бывает достаточно

только первого уровня приближения для получения инженерной погрешности расчета не более 10 ... 20 %.

Метод АДУ(1). Расчет процессов в цепях с вентильными преобразователями по первой гармонике необходим не только для методов АДУ1 и АДУ2, но и имеет самостоятельное значение для анализа синусоидальных процессов. Его также можно выполнить в рамках единой методологии алгебраизации дифференциальных уравнений – в методе АДУ(1). Процедура алгебраизации дифференциального уравнения для первой гармоники

$$a_2 \frac{d^2 i_{(1)}}{dt^2} + a_1 \frac{di_{(1)}}{dt} + a_0 i_{(1)} = b_2 \frac{d^2 u_{(1)}}{dt^2} + b_1 \frac{du_{(1)}}{dt} + b_0 u_{(1)} \quad (1.5.37)$$

остается прежней и приводит к следующему очевидному результату:

$$\begin{aligned} a_2 I_{(1)}^2 + (a_1^2 - 2a_2 a_0)(\bar{I}_{(1)})^2 + a_0^2 (\bar{I}_{(1)}^{(2)})^2 = \\ = b_2 U_{(1)}^2 + (b_1^2 - 2b_2 b_0)(\bar{U}_{(1)})^2 + b_0^2 (\bar{U}_{(1)}^{(2)})^2. \end{aligned} \quad (1.5.38)$$

С учетом (1.5.21) и (1.5.22) и аналогично

$$\bar{U}_{(1)} = \frac{U_{(1)}}{\omega}, \quad \bar{U}_{(1)}^{(2)} = \frac{U_{(1)}}{\omega^2}$$

из уравнения (1.5.38) для расчета действующего значения первой гармоники тока через первую гармонику напряжения и коэффициенты дифференциального уравнения получаем формулу

$$I_{(1)}^2 = U_{(1)}^2 \frac{b_2^2 + (b_1^2 - 2b_2 b_0) \frac{1}{\omega^2} + \frac{b_0^2}{\omega^4}}{a_2^2 + (a_1^2 - 2a_2 a_0) \frac{1}{\omega^2} + \frac{a_0^2}{\omega^4}}. \quad (1.5.39)$$

Из (1.5.39) для модуля (в квадрате) полного сопротивления цепи по первой гармонике $Z_{(1)}$ или любой k -й гармонике, если заменить ω на $k\omega$, запишем выражение

$$Z_{(1)}^2 = \frac{a_2^2 + \frac{a_1^2 - 2a_2 a_0}{\omega^2} + \frac{a_0^2}{\omega^4}}{b_2^2 + \frac{b_1^2 - 2b_2 b_0}{\omega^2} + \frac{b_0^2}{\omega^4}}. \quad (1.5.40)$$

Если полученные методами АДУ1 и АДУ2 решения были приближенными, то здесь решение точное, так как никаких допущений на стадии доопределения алгебраических уравнений не делалось.

В случае, когда помимо модуля первой гармоники тока требуется знать и ее фазу, изменится четвертый этап процедуры алгебраизации, причем он выполняется теперь дважды. В процессе первого этапа вычисления оператор преобразования нацелен на получение первого алгебраического уравнения с действующим значением косинусной составляющей первой гармоники $I_{(1)\cos}$ ряда Фурье:

$$\frac{2}{\sqrt{2} T} \int_0^T (ИУ) \cos \omega t dt = АУ_1. \quad (1.5.41)$$

В процессе второго этапа оператор преобразования нацелен уже на получение второго алгебраического уравнения с действующим значением синусной составляющей первой гармоники $I_{(1)\sin}$ ряда Фурье:

$$\frac{2}{\sqrt{2} T} \int_0^T (ИУ) \sin \omega t dt = АУ_2. \quad (1.5.42)$$

По найденным из решения двух алгебраических уравнений составляющим $I_{(1)\cos}$ и $I_{(1)\sin}$ первой гармоники тока определяются ее фазовый угол

$$\varphi = \arctg \frac{I_{(1)\cos}}{I_{(1)\sin}} \quad (1.5.43)$$

и результирующее действующее значение первой гармоники тока

$$I_{(1)} = \sqrt{I_{(1)\sin}^2 + I_{(1)\cos}^2}. \quad (1.5.44)$$

Методы АДУМ1, АДУМ2, АДУМ(1). Установлено, что для определения энергетических показателей качества преобразования энергии в устройствах силовой электроники помимо вычисления действующих и средних значений различных переменных необходимо вычисление еще различных мощностей (см. разд. 1.2). Последнее также можно сделать в версиях метода алгебраизации дифференциальных уравнений для мощностей – АДУМ1, АДУМ2, АДУМ(1). Смысл цифр в названиях этих методов такой же, как и в названиях методов АДУ1, АДУ2, АДУ(1).

Процедура перехода от алгебраических уравнений к формулам для искоемых мощностей остается прежней, как и в методах АДУ, за исключением шага 4 – преобразования интегрального уравнения в алгебраическое. Здесь меняется вид оператора преобразования в соответствии с общим интегральным определением парциальной составляющей полной мощности по (1.5.5).

Ограничимся кратким рассмотрением метода АДУМ2. В случае той же схемы замещения (см. рис. 1.5.1) для определения активной мощности по высшим гармоникам, отбираемой от источника напряжения u , необходимо иметь дифференциальное уравнение для высших гармоник тока этого источника $i_{u,в.г}$. Это уравнение, как и уравнение (1.5.10), получается с помощью символического метода:

$$LC \frac{d^2 i_{u,в.г}}{dt^2} + L \frac{di_{u,в.г}}{dt} + Ri_{u,в.г} = RC \frac{du_{в.г}}{dt} + u_{в.г}. \quad (1.5.45)$$

Переход к общей форме дифференциального уравнения цепи второго порядка (1.5.11) здесь обеспечивается при условиях

$$a_2 = LC, a_1 = L, a_0 = R, \quad b_2 = 0, b_1 = RC, b_0 = 1.$$

Интегральное уравнение, полученное из общей формы дифференциального уравнения

$$a_2 i_{u,в.г} + a_1 \bar{i}_{u,в.г} + a_0 \bar{i}_{u,в.г}^{(2)} = b_1 \bar{u}_{в.г} + b_0 \bar{u}_{в.г}^{(2)}, \quad (1.5.46)$$

преобразуется в алгебраическое относительно активной мощности источника тока. Для этого левая и правая части уравнения (1.5.46) умножаются слева и справа на высокочастотную составляющую напряжения источника, результат усредняется (в соответствии с интегральным определением активной мощности по (1.5.2)):

$$\frac{1}{T} \int_0^T (\text{ИУ}) u_{в.г} dt \Rightarrow AU, \quad (1.5.47)$$

что приводит к соотношению

$$\begin{aligned} \frac{a_2}{T} \int_0^T i_{u,в.г} u_{в.г} dt + \frac{a_1}{T} \int_0^T \bar{i}_{u,в.г} u_{в.г} dt + \frac{a_0}{T} \int_0^T \bar{i}_{u,в.г}^{(2)} u_{в.г} dt = \\ = \frac{b_1}{T} \int_0^T \bar{u}_{в.г} u_{в.г} dt + \frac{b_0}{T} \int_0^T \bar{u}_{в.г}^{(2)} u_{в.г} dt. \end{aligned} \quad (1.5.48)$$

При доопределении системы алгебраических уравнений в рамках первого уровня приближения были обоснованно приняты допущения (1.5.33) и (1.5.34).

Тогда из уравнения (1.5.48) получаем

$$P_{и.в.г} = -\frac{b_0}{a_2} (\bar{U}_{в.г})^2 = -\frac{b_0 U_{(1)}^2 (\bar{K}_r)^2}{a_2 \omega^2} = -\frac{1}{RLC} \frac{U_{(1)}^2 (\bar{K}_r)^2}{\omega^2}. \quad (1.5.49)$$

Дополнительное потребление мощности от источника здесь пропорционально квадрату интегрального коэффициента гармоник напряжения первого порядка входного источника.

ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

1. Методы алгебраизации дифференциальных уравнений, исключая трудоемкую и на практике редко возможную в аналитической форме процедуру нахождения мгновенных значений переменных, позволяют прямо по коэффициентам исходного дифференциального уравнения получить формулы для расчета действующих значений тока и требуемой мощности в цепи с несинусоидальным напряжением.

2. Методы являются асимптотически приближенными, их точность (и сложность) увеличивается по мере роста уровня приближения. Расчет действующих значений токов и значений мощностей несинусоидальных процессов предпочтительнее (по трудоемкости и точности) делать в рамках второй версии метода и построения общего решения в соответствии с (1.5.27) для тока и $M = M_{(1)} + M_{в.г}$ для мощностей. Повышение точности происходит здесь за счет того, что составляющие решения по первой гармонике ($I_{(1)}$, $M_{(1)}$) определяют прямыми методами точно, и именно они обычно являются доминирующими компонентами в общем решении.

Разделение процедуры расчета характеристик устройств силовой электроники, работающих с несинусоидальными токами, оправдано и в методическом плане. Обычно сначала выполняется эскизный расчет энергетических процессов по гладким составляющим (первым гармоникам – в цепях переменного тока и средним значениям – в цепях постоянного тока), определяющий начальный облик устройства. Далее рассчитываются процессы по высшим гармоникам, характеризующие качество преобразуемой и преобразованной энергии. Затем корректируются характеристики энергопроцессов по гладким составляющим с учетом дополнительного влияния искажений по высшим гармоникам.

3. Рассмотренная форма математической модели электрической цепи в виде дифференциального уравнения n -го порядка позволяет за один круг расчета определить энергетическую характеристику одной переменной. Использование математической модели электрической цепи в форме системы дифференциальных уравнений первого порядка позволяет с помощью матричных преобразований за один круг расчета определить энергетические характеристики сразу всех переменных состояния цепи, при этом математическая модель цепи может иметь и переменные коэффициенты [19]. Эти модели рассмотрены в гл. 5 (разд. 5.2 и 5.3).

1.6. КОМПЬЮТЕРНЫЕ ПРОГРАММЫ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И АНАЛИЗА УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Рассмотренные в разд. 1.5 методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей, по сути, являются введением в методы исследования устройств силовой электроники во временной, частотной (спектральной) областях и в алгебраической области интегральных значений переменных. Знания этих методов на изложенном уровне достаточно для изучения материала учебника, посвященного анализу базовых схем устройств силовой электроники, представляемых, как правило, линейными математическими моделями с постоянными параметрами. При необходимости более глубокого анализа базовых устройств силовой электроники, а также построения более сложных схем возникает потребность исследовать более общие математические модели устройств с учетом переменности параметров, дискретности и в общем случае нелинейности модели. Это диктует необходимость привлечения методов компьютерного моделирования.

1.6.1. ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ ПРОГРАММНЫХ ПРОДУКТОВ

В настоящее время прекратились дискуссии о том, какие методы исследования динамических систем более важны: аналитические или численные, выполняемые с помощью компьютеров. За аналитическими методами теперь признаны следующие доминирующие области применения:

1) для нахождения точных аналитических решений, позволяющих проверить точность численного моделирования, являющегося приближенным по определению (из-за аппроксимации);

2) для быстрого получения оценочного решения по гладким составляющим электромагнитных процессов, которые затем используются в качестве первого приближения с целью задания начальных условий переменных при численном исследовании на ЭВМ;

3) для быстрого понимания хотя бы качественных свойств исследуемой системы, выяснения характера зависимостей выходных показателей системы от ее параметров (прямая зависимость, обратная зависимость, практическая инвариантность).

В то же время стали очевидными и преимущества моделирования динамических систем на ЭВМ:

1) допустимость использования более точных, а значит и более сложных, моделей исследуемых систем, позволяющих учесть нелинейность, дискретность, нестационарность, распределенность в пространстве динамических систем, а также так называемые «паразитные» параметры элементов системы (утечки, индуктивности рассеивания, емкости конструкции и т.п.);

2) возможность автоматизированной обработки всех результатов исследования с выпуском готовой технической документации;

3) удобство использования для учебных целей в связи с наглядностью, легкой вариативностью схемы и параметров, оперативностью получения результатов (почти в режиме реального времени), что и явилось основанием для постановки цикла лабораторных работ на компьютерных моделях базовых схем силовой электроники по курсу «Основы силовой электроники» [21–23].

По сравнению с физическим макетированием устройств силовой электроники компьютерное моделирование также имеет ряд преимуществ:

- меньшая стоимость;
- возможность исследования любых «нештатных» режимов математической модели, опасных или недоступных для физического макета (перегрузки, сбой, аварии, разрушения);
- возможность видеть идеализированные («чистые» от внешних возмущений) электромагнитные процессы без наложенных помех от внешней среды и измерительных приборов;
- легкость проведения процедуры оптимизации в связи с простотой и безопасностью варьирования параметров системы.

В то же время ни аналитическая, ни компьютерная модели устройств силовой электроники не являются абсолютно полными, а значит, совершенно адекватными физическому макету, и только проверка результатов моделирования физическим макетированием выносит окончательное заключение о валидности используемых моделей, а также обогащает опытом практической работы с устройством.

Известные программные продукты, которые могут быть использованы для исследования устройств силовой электроники, разделены на два семейства в зависимости от вида математической модели:

1) модели в виде системы дифференциальных уравнений для математических программ Mathcad, Matlab, Simnon, Matrix;

2) модели в виде схем замещения (принципиальных схем, блок-схем) для программ моделирования Spice, Microcap, Electronics Workbench, Saber, Parus–ParGraph, Simulink.

Программы первого семейства требуют рутинной и непростой (не только для студентов) процедуры составления системы дифференциальных уравнений. Всякое изменение схемы требует нового формирования уравнений. Поэтому эти программы целесообразно использовать для многократного расчета характеристик одной и той же фиксированной схемы устройства силовой электроники. Но зато имеются большие возможности по обработке и оформлению результатов расчета.

Программы второго семейства требуют наличия принципиальной схемы или (и) функциональной блок-схемы исследуемого устройства.

Большинство этих программ поддерживает формат входного языка программы Spice, которая первоначально была разработана для моделирования интегральных электронных схем, а затем развита и для моделирования устройств силовой электроники. Программа имеет обширную (и пополняемую) библиотеку моделей реальных аналоговых и цифровых компонентов, позволяет выполнять многовариантный анализ при варьировании параметров схемы, делать статистический анализ по методу Монте-Карло, позволяет проводить исследование во временной или частотной областях. Объем этих программ порядка 100 Мбайт и более, время расчета одного режима может составлять десятки секунд и более, а стоят такие программы сотни и тысячи долларов и более.

Поэтому необходима особенно для учебных целей малая по объему занимаемой памяти программа с высоким быстродействием за счет использования идеализированных (ключевых) моделей вентилях, с компактной библиотекой типовых элементов, русскоязычным интерфейсом и описанием. Такой программный продукт разработан на кафедре промышленной электроники НГТУ в виде совокупности программы моделирования Parus [29] и графического интерфейса к ней ParGraph [22], дружественного к пользователю. Ниже приводится руководство пользователя программного комплекса Parus–ParGraph, знание которого необходимо для вы-

полнения лабораторных работ по курсу «Основы силовой электроники» [22]. Комплекс имеет объем около 4 Мбайт, базовые схемы устройств силовой электроники моделирует почти в режиме реального времени, а освоение работы с ним на примере первой лабораторной работы занимает у студентов 1 ч.

1.6.2. ОПИСАНИЕ ПРОГРАММЫ PARGRAPH

Общие сведения. Основное предназначение программы ParGraph – обеспечение графического интерфейса с программой Parus, которая выполняет моделирование электромагнитных процессов в электрических схемах с вентильными преобразователями электрической энергии. Кроме того, программа позволяет создавать чертежи принципиальных электрических схем, строить графики по табличным данным и производить некоторые другие действия. При работе с программой предполагается, что пользователь знаком с технологией Windows.

Работа с программой может происходить в следующем порядке:

1. Выбор формата листа, на котором будет создаваться схема (зависит от размеров вашей схемы). Имеются пять стандартных форматов листа (A0, A1, A2, A3, A4).

2. Выбор из стандартных библиотек элементов принципиальной схемы, которые будут использованы при рисовании заданной схемы. Здесь нужно выбрать элементы силовой схемы замещения и элементы системы управления. Для моделирования используются элементы из двух библиотек: Parus F2.PLB – элементы системы управления, Parus P2.PLB – элементы силовой схемы.

3. Создание схемы путем помещения выбранных элементов на лист документа, указания электрических соединений и задания параметров. При необходимости на листе можно расположить текст, а для элементов задать позиционные обозначения.

4. Задание параметров моделирования. К ним относятся время начала и время конца моделирования, шаг счета, позиционные обозначения элементов, с которых необходимо снять мгновенные значения токов или напряжений. Если требуется варьировать параметры, можно указать, какие параметры схемы варьировать и количество проходов моделирования.

5. Запуск моделирования. При этом ParGraph вызывает программу Parus, которая выполняет моделирование схемы. После этого данные о мгновенных значениях токов или напряжений в схеме передаются в программу ParGraph, где пользователь получает к ним доступ. Также существует режим получения интег-

ральных значений мгновенных переменных схемы при варьировании параметров элементов схемы.

6. Анализ результатов моделирования, корректировка параметров схемы, сохранение данных в виде файла на диске, распечатка.

Общий вид окна программы. ParGraph представляет собой обычную программу для системы Windows (рис.1. 6.1). Она состоит из главного окна программы и нескольких дополнительных окон, которые могут появляться на экране по мере необходимости. В верхней части главного окна находится строка меню, из которого можно вызвать большинство команд программы. Ниже находится панель инструментов, на которой помещены объекты управления, чаще всего необходимые при работе. Основную часть окна занимает вид на документ, с которым идет работа. В нужной части окна находится статусная строка, на которой появляются сообщения, показывающие состояние программы и некоторую другую информацию. Программа снабжена контекстно-зависимой подсказкой, так что при необходимости получить информацию о программе или назначении того или иного объекта на экране можно нажать кнопку F1, предварительно выделив интересующий элемент.

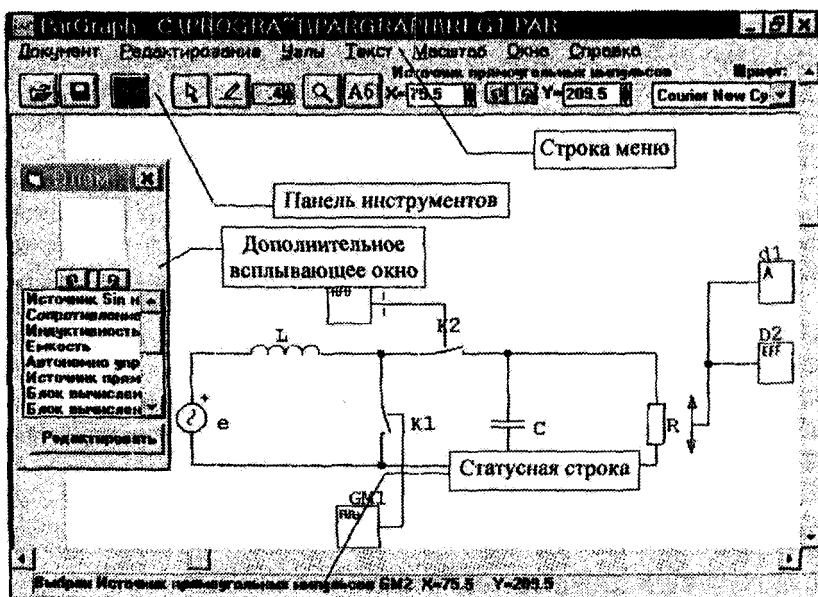


Рис. 1.6.1

Создание чертежа принципиальной схемы. Для того чтобы ввести схему в компьютер, необходимо выполнить следующие действия.

1. В меню «Документ» выбрать команду «Новый документ...» (рис. 1.6.2), в появившемся окне диалога указать формат листа, ориентацию, наличие рамки формата и основной надписи, имя разработчика и название документа. (Если необходимо открыть существующий файл, выбирается команда «Открыть...»).

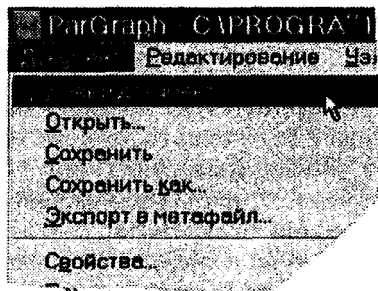


Рис. 1.6.2

2. Для выбора элементов, которые будут использоваться в схеме, открывают меню «Окна», где выбирают команду «Список элементов» (рис. 1.6.3). После этого на экране появится окно списка элементов. Нажав в этом

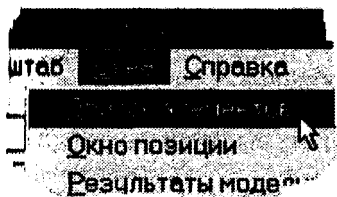


Рис. 1.6.3

окне кнопку «Редактировать», можно вызвать окно диалога, в котором выбирают из имеющихся библиотек необходимые элементы. Сначала указывают имя файла библиотеки, в котором хранятся нужные вам элементы. При этом в левой нижней части окна появится список элементов, которые содержит этот файл. В списке отмечают нужные элементы и, нажав кнопку «Добавить», помещают их в документ. Именно из этих элементов будет создаваться схема. При работе над схемой можно вызвать это окно диалога, чтобы добавить недостающие элементы или удалить лишние. После того как закончится формирование набора необходимых элементов, нажимают

кнопку «ОК» в этом окне диалога. Оно исчезнет, а в окне «Элементы» появится список, который был создан.

3. При рисовании схемы используется курсор — маленький крестик на листе документа. Его можно перемещать двойным щелчком мыши на листе. Он показывает место, в которое будет установлен элемент схемы при выборе его из списка в окне «Элементы». Для помещения элементов схемы на лист курсор устанавливают в нужное место, а затем производят двойной щелчок на названии элемента в списке в окне «Элементы». Выбранный эле-

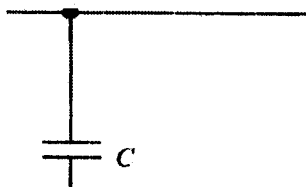


Рис. 1.6.4

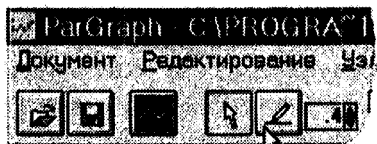


Рис. 1.6.5

мент схемы будет помещен на лист (рис. 1.6.4). С помощью мыши можно перемещать элемент по листу, поворачивать его (кнопками на панели управления) для более точной установки в нужное положение. Таким образом необходимо поместить все элементы схемы на лист документа.

4. Для выполнения электрических соединений используется инструмент «Перо» (рис. 1.6.5). Чтобы включить его, необходимо щелкнуть мышью по пятой слева кнопке на панели инструментов. После этого с помощью мыши можно провести линии соединений между выводами элементов. Важно следить, чтобы линии были непрерывны и точно попадали на выводы элементов. Сначала курсор мыши помещают на вывод элемента, производят щелчок левой кнопкой, курсор перемещается в нужное место (за ним тянется линия), и производят следующий щелчок и т. д. Чтобы прервать операцию, следует нажать кнопку «Esc» на клавиатуре. Чтобы проверить правильность соединений, можно использовать из меню «Узлы» команду «Перенумеровать». При этом будет произведен анализ соединений в схеме и ее узлы получат номера.

5. После соединения элементов необходимо снова включить инструмент «Стрелка» (нажимают четвертую слева кнопку на панели инструментов). В этом режиме задают параметры элементов. Двойным щелчком на нужном элементе вызывают окно диалога, в котором указывают нужные параметры элемента. Там же можно указать позиционное обозначение. Оно обязательно только для элементов, с которых будут получены данные мгновенных значений токов или напряжений при моделировании.

6. Сохраняют результаты работы в файле, выбрав из меню «Документ» команду «Сохранить». Если файл сохраняется впервые, необходимо указать имя файла в появившемся окне.

Описание панели инструментов. На рис. 1.6.6 показана панель инструментов программы, которая содержит несколько кнопок, исполняющих наиболее часто используемые функции.



Рис. 1.6.6

Редактирование схемы. Готовую схему можно редактировать, изменяя ее структуру, параметры элементов, добавляя и удаляя элементы. Все эти операции выполняются мышью в режиме «Стрелка».

Для удобства редактирования существует такой режим, как «Выделенные элементы». Выделить элемент можно щелчком на нем левой кнопки мыши. Выделить группу элементов можно путем указания области экрана. Нажав левую кнопку мыши, указывают один угол области, затем проводят курсор до противоположного угла области и кнопку отпускают. Все элементы, линии, текстовые строки, попавшие внутрь области, становятся выделенными.

С выделенными элементами можно выполнять операции копирования, перемещения, удаления. Для удаления элемента нужно выделить его, а затем нажать кнопку «Delete» на клавиатуре. Для перемещения следует нажать левую кнопку мыши на выделенном элементе, затем двигать элемент, после чего отпустить кнопку. Для вращения элемента выделить его, затем использовать соответствующие кнопки на панели инструментов. Элемент всегда привязан к своему первому выводу, и вращение производится вокруг него.

Режим моделирования для получения мгновенных значений. После создания чертежа принципиальной схемы можно провести моделирование электромагнитных процессов в ней. Для этого вначале задают время моделирования, тип графиков, которые необходимо получить, и, если нужно, данные о варьировании параметров схемы.

Для задания параметров моделирования в меню «Документ» выбирают команду «Задать вид графиков...». В появившемся окне указывают временные параметры моделирования и данные о получаемых графиках. Необходимо указать номер графика (1...10), позиционное обозначение элемента, с которого снимаются данные, цвет кривой, тип графика. Тип графика указывается буквой: U –

напряжение в элементе, I – ток в элементе, B – сигнал системы управления. Если у нескольких графиков указать одинаковые номера, то они будут отображены на одной оси. После указания всех данных следует нажать кнопку «ОК».

Для начала моделирования нажимают третью кнопку на панели управления или выбирают в меню «Документ» команду «Моделировать...». Отличие этих двух методов состоит в том, что из меню можно запустить моделирование с варьированием параметров схемы.

Режим моделирования для получения зависимостей интегральных значений мгновенных переменных схемы. При выборе пункта меню «Моделировать...» на экране появится окно диалога (рис. 1.6.7), в котором можно указать режим моделирования с варьированием параметров схемы и задать, какие параметры необходимо изменять при моделировании. Изменение параметра происходит от одного заданного значения до другого с постоянным шагом, который зависит от количества получаемых точек. Одновременно может изменяться любое количество любых параметров любых элементов схемы. При таком моделировании происходят несколько запусков программы Ragus, после каждого запуска снимаются интегральные показатели с заданных элементов схемы и записываются в таблицу, которая доступна из меню «Окна» командой «Таблицы и графики».

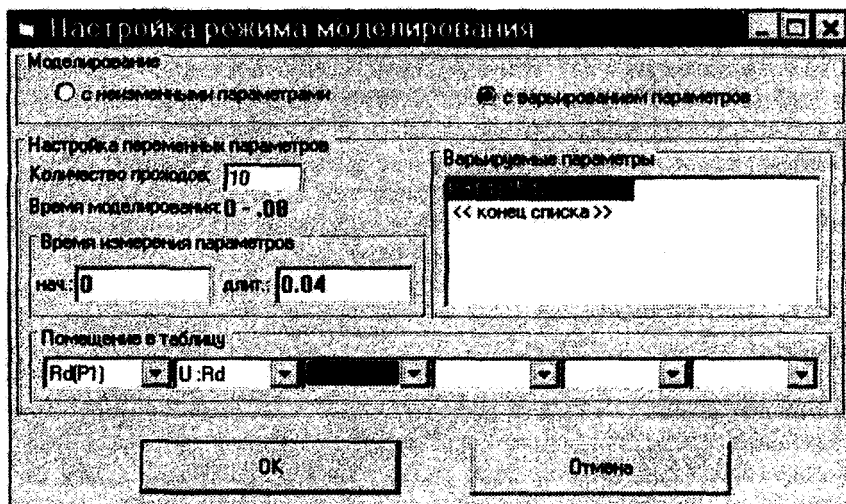


Рис. 1.6.7

Чтобы задать режим моделирования с изменением параметров схемы, нужно в окне диалога нажать кнопку «Моделирование с варьированием параметров», а затем задать:

– количество проходов – количество запусков моделирования, количество шагов изменения параметров;

– время измерения параметров – временной интервал, за который будут измерены интегральные значения в схеме (должен быть внутри интервала моделирования);

– варьируемые параметры – в этом окне находится список параметров элементов, которые будут изменяться при моделировании. Двойной щелчок мыши на каком-либо пункте списка вызовет окно, в котором можно будет указать позиционное обозначение элемента, варьируемый параметр и диапазон его изменения. Двойным щелчком на надписи «Конец списка» можно добавить в список новые варьируемые параметры.

В нижней части окна (область «Помещение в таблицу») находятся шесть выпадающих списков, в которых можно выбрать тип информации, помещаемой в соответствующий столбец таблицы с результатами моделирования. Например:

– $R(P1)$ – в таблицу будут помещены значения варьируемого параметра элемента R ;

– $Id(R)$ – в таблицу будут помещены действующие значения тока через элемент R за временной интервал, указанный выше в пункте «Время измерения параметров»;

– $U(R)$ – в таблицу будут помещены средние значения напряжения на элементе R .

Для помещения в столбец таблицы в этих выпадающих списках можно выбрать любой из изменяемых параметров, а также средние или действующие значения любого из элементов, графики мгновенных значений которых вычисляются при обычном моделировании. (Позиционные обозначения этих элементов задаются в диалоге, который вызывается из меню «Документ» командой «Задать вид графиков».)

Представление результатов моделирования. При моделировании получают два типа результатов: 1) графики мгновенных значений в схеме (рис. 1.6.8); 2) графики интегральных показателей схемы (при варьировании параметров) (рис. 1.6.9).

Окно «Результаты моделирования» появляется сразу после выполнения моделирования схемы или из меню «Окна» командой

«Результаты моделирования». Это окно имеет множество управляющих элементов. Вот некоторые приемы работы:

- нажав левую кнопку мыши на графике и перемещая ее, можно получить набор мгновенных значений напряжения или тока, представленных на графике;
- щелчок на квадрате с цветом текущего графика дает возможность изменить этот цвет;
- щелчок на квадрате с временем начала и конца вычисления интегральных значений вызывает окно, из которого это время можно изменить;
- щелчок на квадрате со средним или действующим значением записывает его в текущую ячейку таблицы;
- щелчок правой кнопкой мыши на значении текущей ячейки таблицы делает текущей следующую ячейку. Щелчок левой кнопкой делает текущей предыдущую ячейку.

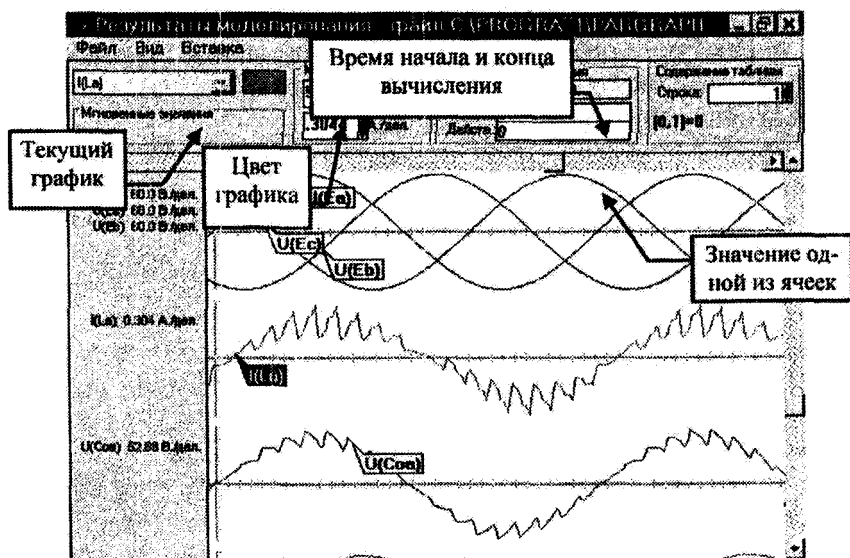


Рис. 1.6. 8

Для получения спектра одного из процессов на графике из меню «Вычисления» выбирают команду «Спектральный анализ», после чего на экране появляется окно со списком амплитуд и фаз гармоник кривой, рассчитанных для заданного периода. Задание периода производится командой «Временные границы...» того же меню.

№	Ид	Ис. R	Ид. R				
				U _d			
	50			653.7	0	0	0
	166.5556			1225	0	0	0
	281.1111			1418	0	0	0
	388.6667			1497	0	0	0
	472.2222			1538	0	0	0

Всего строк: 10 Стиль графика: Default Вид графика: Line



Рис. 1.6.9

Окно «Таблица» вызывают из меню «Окна» командой «Таблицы и графики». Таблица содержит шесть столбцов и неограниченное число строк. Любой из столбцов может быть аргументом и (или) функцией. Причем графиков функций может быть несколько. Каждая из функций может быть подписана на графике, также можно сделать подписи под осями и над всем графиком.

Сохранение результатов работы. Программа ParGraph имеет четыре типа выходных файлов.

*.**PAR** – файл, в котором хранятся схема, временные параметры моделирования, информация о разработчике и название схемы. Создается из меню главного окна программы «Документ» командами «Сохранить» и «Сохранить как...». Открыть файл такого типа можно из того же меню командой «Открыть...».

*.**PLB** – файл библиотеки элементов. В нем хранятся графические образы элементов схемы. Этот файл создается специальной утилитой «LibMaker». Готовые библиотеки подключаются к документу из окна диалога, которое вызывается кнопкой «Редактировать» в дополнительном всплывающем окне «Элементы».

*.**GP** – файл графиков мгновенных значений переменных схемы. Содержит все результаты моделирования схемы. Создается из

окна «Результаты моделирования» меню «Файл» командами «Сохранить» и «Сохранить как...». Открывается такой файл из того же меню командой «Открыть».

*.TPR – файл таблиц. Содержит информацию для окна «Таблица». Создается в этом окне из меню «Файл» командой «Сохранить» и «Сохранить как...». Открывается такой файл из того же меню командой «Открыть».

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

Порой опять гармонией упыюсь,
Над вымыслом слезами обольюсь.

А. С. Пушкин

1. Что является системообразующим фактором для множества элементов?
2. Какова процедура системного анализа технических систем?
3. В чем принципиальное отличие свойств системы от совокупности свойств элементов, ее образующих?
4. Каким набором множеств формально определяется система?
5. Какие известны виды задач исследования систем?
6. Перечислите энергетические критерии качества электромагнитных процессов.
7. Перечислите энергетические критерии качества устройства преобразования электрической энергии на полупроводниковых вентилях.
8. Перечислите критерии качества конструкции вентиляльного преобразователя.
9. Чем отличаются полностью управляемые клапаны от неполностью управляемых?
10. Какими параметрами по току характеризуется клапан с неполным управлением?
11. Какими параметрами по напряжению характеризуется клапан с неполным управлением?
12. Какими параметрами характеризуются динамические свойства клапанов с неполным управлением?
13. Какой параметр запираемого тиристора характеризует его способность к выключению?
14. Перечислите типы силовых транзисторов.
15. Назовите преимущества IGBT-транзисторов по сравнению MOSFET-транзисторами?
16. Перечислите основные типы клапанных преобразователей.
17. Что такое коммутационная функция клапана?
18. Что такое коммутационная функция клапана комплекта преобразователя?

19. Перечислите методы анализа энергетических критериев.
20. Назовите достоинства и недостатки интегрального метода анализа?
21. Каковы достоинства и недостатки спектрального метода анализа?
22. Каковы достоинства и недостатки метода прямой алгебраизации дифференциальных уравнений?
23. Какова процедура расчета в методе АДУ1?
24. Какова процедура расчета в методе АДУ2?
25. Какова процедура расчета в методе АДУ(1)?
26. Какова процедура расчета в методе АДУМ1?
27. Какова процедура расчета в методе АДУМ(1)?
28. Когда рационально применение аналитических методов расчета?
29. Когда рационально применение методов компьютерного моделирования для расчета?
30. Что позволяет делать программа ParGraph?
31. Какова процедура моделирования в пакете Parus – ParGraph?

УПРАЖНЕНИЯ

И пальцы просятся к перу,
Перо к бумаге ...

А.С. Пушкин

- 1.* Рассчитать коэффициент гармоник и коэффициент искажения для функции в виде меандра.
- 2.* Рассчитать коэффициент гармоник и коэффициент искажения для функции в виде модуля синусоиды.
3. Преобразовательное устройство имеет удельные конструктивные показатели $M_s = 5$ кг/кВА и $V_s = 3$ дм³/кВА. Определить показатель удельного веса устройства M_v .
4. Преобразовательное устройство с мощностью выхода $P = 400$ кВт имеет КПД, равный 0,9, входной коэффициент мощности 0,8. Вес преобразователя 300 кг, объем 200 дм³. Определить все удельные показатели преобразователя.
- 5.* Вывести формулу для коэффициента гармоник тока в последовательной RL -цепи при воздействии переменного несинусоидального напряжения любой формы.
- 6.* Вывести формулу для коэффициента искажения тока в последовательной RL -цепи при воздействии функции вида модуля синусоиды.
7. Рассчитать интегральный коэффициент гармоник напряжения прямоугольной формы.
8. Рассчитать дифференциальный коэффициент гармоник напряжения трапецеидальной формы.
9. Вывести уравнение связи коэффициента гармоник тока с коэффициентом искажения тока.
10. Вывести формулу связи потерь энергии в выпрямителе с его КПД.



Глава 2

ТЕОРИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПОСТОЯННЫЙ ПРИ ИДЕАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРАХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Мы все учились понемногу
Чему-нибудь и как-нибудь...

Учуся в истине блаженство находить.

А. С. Пушкин

Глава посвящена анализу базовых схем преобразователей переменного тока в постоянный, выполненных на идеальных элементах. После определения выпрямителя как системы (разд. 2.1) и рассмотрения механизма преобразования переменного тока в однонаправленный собственно посредством вентильного комплекта (разд. 2.2) в следующих шести разделах изучены шесть базовых схем выпрямителей с учетом наличия входного трансформатора и выходного фильтра. В разд. 2.9 показан переход от неуправляемых выпрямителей к управляемым.

2.1. ВЫПРЯМИТЕЛЬ КАК СИСТЕМА. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ

Целью данного раздела являются рассмотрение структуры и переменных первого типа базовой ячейки преобразования электрической энергии – выпрямителя и определение возможных постановок задач его исследования.

Любой вентильный преобразователь (PC) можно рассматривать как систему путем задания следующего набора множеств его описаний:

$$PC = \{Z, S, P, V, X, Y\}, \quad (2.1.1)$$

где Z – множество целевых назначений системы;

$S = \{PS, CS\}$ – множество описаний структуры системы, состоящее из описания структуры силовой схемы вентильного преобразователя PS и описания структуры системы управления CS , заданных в форме блок-схемы, принципиальной схемы, графа, матрицы инцидентий, а также описания типа элементов структур;

$P = \{PP, CP\}$ – множество параметров элементов силовой схемы PP и системы управления CP ;

V – множество входных воздействий на систему (энергетические входы, входы задания управления, воздействия окружающей среды);

X – множество внутренних переменных (напряжения, токи, мощности);

Y – множество выходных переменных (энергетические выходы, сигнальные выходы для связи с подсистемой, воздействия на окружающую среду (электромагнитное, тепловое и т.п.)).

В зависимости от целей исследования возможны четыре постановки задачи исследования вентильного преобразователя.

1. *Задача анализа.* Заданы структура и параметры системы и ее входные переменные (S, V, P). Необходимо найти внутренние и выходные переменные системы, что позволяет по результатам сформулировать свойства данного преобразователя. Это первая и основная задача при изучении вентильных преобразователей. Эта задача всегда разрешима.

2. *Задача оптимизации.* Заданы структура, входные и выходные переменные (S, V, Y). Необходимо определить множество параметров элементов P , обеспечивающих экстремальность каких-либо целей Z при заданных ограничениях на множество внутренних переменных X_{lim} . Эту задачу еще называют задачей параметрической оптимизации, и ее разрешимость определяется размерностью задачи («проклятие размерности» в сложных системах). Задача возникает при проектировании или модернизации известных (заданных) схем преобразователей и обычно допускает точное или приближенное решения.

3. *Задача синтеза.* Заданы множества входных и выходных переменных (V, Y) или только множество выходных переменных Y . Необходимо определить структуру, множество параметров элементов и множество внутренних переменных (S, P, X в первом случае и дополнительно еще V – во втором). Процедура решения полностью не формализована и наряду с математическими операциями содержит эвристические приемы, что делает решение неоднозначным. Самое трудное здесь – определение структуры систе-

мы, требующее наличия опыта, интуиции и советов экспертов. Проблема важна для разработки систем автоматизированного проектирования вентильных преобразователей, генерации новых схем преобразователей.

4. *Задача идентификации.* Заданы множества входных и выходных переменных (V, Y). Требуется определить структуру и параметры системы S и P , рассматриваемой как «черный ящик». Это задача структурной и параметрической идентификации. Задача структурной идентификации в общем случае не решена. Если структура системы задана, то задача определения множества параметров превращается в задачу параметрической идентификации, т. е. определения внутренних параметров системы. Это позволяет по результатам измерения входных и выходных переменных «черного ящика» находить его внутренние параметры, т. е. делать «черный ящик» прозрачным («белым»).

В общем случае структура выпрямителя на уровне элементарных ячеек показана в виде блок-схемы на рис. 2.1.1.

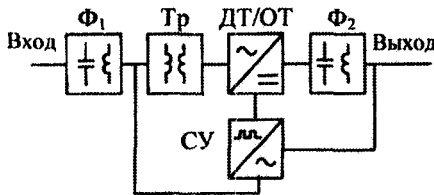


Рис. 2.1.1

Помимо базисной ячейки ДТ/ОТ, где и осуществляется преобразование переменного тока в однонаправленный (выпрямленный), имеются ячейка Тр входного трансформатора, ячейки входного Φ_1 и выходного Φ_2 фильтров и ячейка СУ системы управ-

ления вентилями ячейки ДТ/ОТ, на входы которой по необходимости поступают сигналы с датчиков напряжений и токов выхода и входа выпрямителя.

Целевым назначением выпрямителей здесь будет преобразование переменного напряжения в постоянное нерегулируемое с помощью базовых ячеек выпрямления на идеальных элементах. В конце главы будет показана возможность регулирования постоянного напряжения во всех базовых ячейках выпрямления. Общая структура выпрямителя S задана с помощью блок-схемы. В последующих разделах пособия структуры базовых ячеек будут представлены их принципиальными схемами. Структуры систем управления управляемых выпрямителей будут представлены блок-схемами в гл. 12. Множество значений параметров элементов силовой схемы PP состоит только из двух значений параметров элементов: нуля и бесконечность, так как на этой стадии анализа все

элементы схемы приняты идеальными. Множество параметров элементов системы управления СР будет также задано в гл. 12.

Для задания множеств входных, внутренних и выходных переменных $\{V, X, Y\}$ предварительно условимся о системе обозначений в выпрямителе.

При анализе электромагнитных процессов в выпрямителе будет использована следующая система обозначений переменных. Все мгновенные значения ЭДС, напряжений и токов обозначаются строчными буквами e, u, i , а интегральные значения этих переменных (действующие, средние, экстремальные) – прописными буквами E, U, I . Все переменные, относящиеся к питающей сети, входному фильтру и первичной обмотке трансформатора, обозначаются с индексом 1 (u_1, i_1), переменные, относящиеся ко вторичной стороне трансформатора, – с индексом 2 (u_2, i_2), переменные, относящиеся к звену выпрямленного тока, обозначаются с индексом d (u_d, i_d) (от английского слова direct – постоянный, так как система обозначений в теории выпрямления пришла к нам еще в 30–40-х годах из англоязычной литературы). Число фаз переменного тока обозначается через m , частота переменного напряжения – через f и $\omega = 2\pi f$. Мощности обозначаются так: S – полная мощность, P – активная мощность, $s = ui$ – мгновенная мощность, Q – общая реактивная мощность, вычисляемая как геометрическая невязка между полной и активной мощностями $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$.

Множество входных воздействий неуправляемого выпрямителя определяется множеством фазных напряжений питающей сети. Множество внутренних переменных выпрямителя определяется токами и напряжениями обмоток трансформатора, вентиляей, элементов входных и выходных фильтров выпрямителя.

Различают два типа базовых ячеек выпрямителей: *однополупериодные* и *двухполупериодные*. Однополупериодные схемы используют для выпрямления (отбора мощности из сети переменного тока) только одну полуволну переменного напряжения из двух в каждом его периоде. Двухполупериодные схемы используют для выпрямления обе полуволны в каждом периоде входного переменного напряжения. Для этих схем соответственно $q = 1$ и $q = 2$.

Для характеристики числа используемых полуволн входного многофазного переменного напряжения за его период вводится *пульсность* выпрямителя $p = qt_2$, определяющая число пульсаций выпрямленного напряжения за период напряжения питания.

Для придания этим соотношениям универсального характера с целью исключения из расчетных соотношений для выпрямителя частоты напряжения питающей сети ω_1 вводится *безразмерное время* $\vartheta = \omega_1 t$. Тогда формулы для расчета действующих F_d и средних F_{cp} значений функции $f(t)$ получают вид

$$F_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{\omega T} \int_0^{\omega T} f^2(\vartheta) d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f^2(\vartheta) d\vartheta}, \quad (2.1.2)$$

$$F_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{1}{\omega T} \int_0^{\omega T} f(\vartheta) d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\vartheta) d\vartheta. \quad (2.1.3)$$

Особенностью всех электромагнитных переменных в вентильном преобразователе является их кусочно-непрерывный характер,

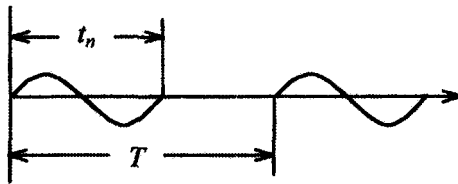


Рис. 2.1.2

часто с нулевыми паузами, вследствие дискретности работы вентилей. В этом случае, если при мысленном исключении из такой функции нулевых пауз она превращается в типовую функцию с известными для нее действующим $F_{dн}$ и

средним $F_{cp,н}$ значениями, формулы (2.1.2) и (2.1.3) с учетом обозначений рис. 2.1.2 превращаются путем очевидных преобразований в простые соотношения

$$F_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt} \frac{t_n}{t_n} = \sqrt{\frac{t_n}{T} \frac{1}{t_n} \int_0^{t_n} f^2(t) dt} = \frac{F_{d,н}}{\sqrt{q_0}}, \quad (2.1.4)$$

$$F_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \frac{t_n}{t_n} = \frac{1}{t_n} \int_0^{t_n} f(t) dt = \frac{F_{cp,н}}{q_0}, \quad (2.1.5)$$

где $q_0 = T/t_n$ — *скважность импульсной функции*.

Выпрямитель, выполненный на неуправляемых вентилях, называется *неуправляемым*, он предназначен для получения постоянного напряжения неизменной величины. Выпрямитель, выполненный на управляемых вентилях, называется *управляемым*, он предназначен для получения регулируемого и (или) стабилизированного постоянного напряжения.

2.2. МЕХАНИЗМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ВЫПРЯМЛЕННЫЙ В БАЗОВОЙ ЯЧЕЙКЕ ДТ/ОТ

Целью этого раздела является рассмотрение общего механизма преобразования переменного (двунаправленного) тока в однонаправленный пульсирующий (постоянный) посредством одних вентилях без использования других элементов схемы, что позволит в чистом виде показать специфику этого рода преобразования энергии.

Схема простейшей (одновентильной) базовой ячейки однополупериодного управляемого выпрямления однофазного тока показана на рис. 2.2.1, а, временные диаграммы выпрямленного напряжения u_d и выпрямленного тока i_d приведены на рис. 2.2.1, б для случая чисто активной нагрузки, а на рис. 2.2.1, в – для активно-индуктивной нагрузки.

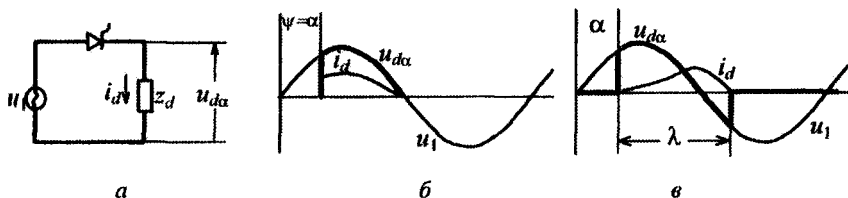


Рис. 2.2.1

Индуктивность в цепи выпрямленного тока L_d может складываться как из собственной индуктивности нагрузки (обмотки), так и из индуктивности фильтра для сглаживания пульсаций выпрямленного тока и в дальнейшем не разделяется на составные части. Из-за ее наличия ток в нагрузке продолжает протекать и после смены знака питающего напряжения против него за счет энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности L_d , пока она не израсходуется в сопротивлении нагрузки R_d и частично не возвратится в питающую сеть.

Характерно, что выпрямленный ток имеет прерывистый характер, т. е. импульсы тока разделены нулевыми паузами. *Прерывистый выпрямленный ток*, как будет видно из дальнейшего анализа, приводит к искажению всех основных характеристик выпрямителя и, как правило, является нежелательным. Для сокращения области его существования или его полного устранения необходимо:

- применение *нулевого вентиля* V_0 (рис. 2.2.2, а);
- увеличение полупериодности выпрямления с $q = 1$, как это имеет место в рассмотренных случаях, до $q = 2$ (замена так назы-

ваемых нулевых схем выпрямления или схем с выводом нулевой точки источника на мостовые) (рис. 2.2.3, а);

– увеличение числа фаз переменного напряжения выпрямителя (рис. 2.2.4, а);

– увеличение постоянной времени нагрузки за счет роста индуктивности фильтра L_d .

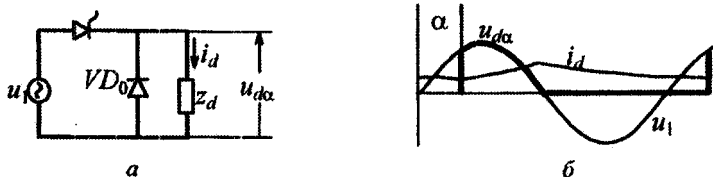


Рис. 2.2.2

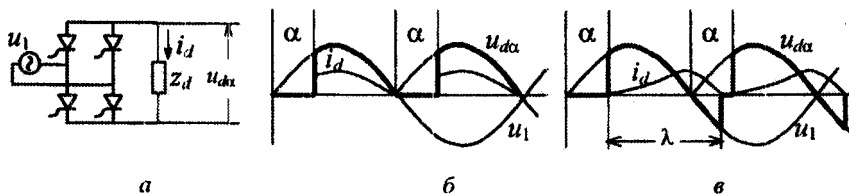


Рис. 2.2.3

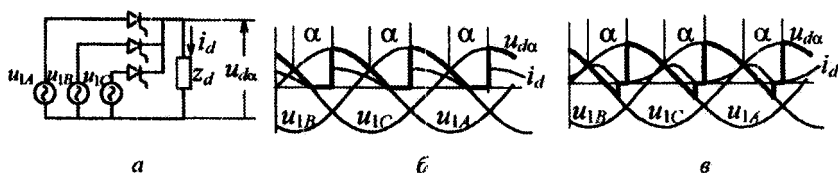


Рис. 2.2.4

В схеме нулевой вентиль VD_0 вступает в работу при смене полярности напряжения питания и проводит ток нагрузки в течение интервала T_2 за счет энергии, запасенной в магнитном поле индуктивности фильтра L_d .

В схеме мостового выпрямления в положительную полуволну питающего напряжения проводят вентили одной диагонали моста, а в отрицательную – вентили другой диагонали моста, поэтому частота импульсов выпрямленного тока при двухполупериодном выпрямлении удваивается по сравнению с однополупериодным, представленным на рис. 2.2.1, а.

Дальнейшее увеличение частоты пульсаций выпрямленного тока до $f_n = qmf_1$ обеспечивается увеличением числа фаз питающе-

напряжения, как это видно из рис. 2.2.4 для трехфазной питающей сети. При этом уменьшаются и пульсации выпрямленного напряжения, которые оцениваются коэффициентом пульсаций напряжения K_p .

Так как режим прерывистого выпрямленного тока для потребителя является не очень качественным, необходимо определить границы в пространстве параметров выпрямителя, т. е. в функциях R_d, L_d, α, m .

Очевидно, что в этом режиме вентили работают независимо друг от друга, поэтому дифференциальное уравнение для выпрямленного тока при одном проводящем (идеальном) вентиле будет иметь вид

$$X_d \frac{di_d}{d\vartheta} + i_d R_d = e_2 = \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta, \quad (2.2.1)$$

так как

$$L_d \frac{di_d}{dt} \omega = \omega L_d \frac{di_d}{d(\omega t)} = X_d \frac{di_d}{d\vartheta}.$$

Решение этого уравнения имеет вид

$$i_d = i_{d_{np}} + i_{d_{св}} = \frac{\sqrt{2} E_2}{Z_d} \sin(\vartheta - \varphi) + A_1 e^{-\frac{\vartheta - \psi}{\omega \tau}}, \quad (2.2.2)$$

где $Z_d = \sqrt{X_d^2 + R_d^2}$, $\varphi = \arctg \frac{X_d}{R_d}$, $\omega \tau = \frac{X_d}{R_d}$.

Постоянная интегрирования A_1 определяется (по 2.2.2) из начального условия $i_d = 0$ при $\vartheta = \psi$:

$$A_1 = -\frac{\sqrt{2} E_2}{Z_d} \sin(\psi - \varphi). \quad (2.2.3)$$

Тогда решение (2.2.2) примет вид

$$i_d = \frac{\sqrt{2} E_2}{Z_d} \left[\sin(\vartheta - \varphi) + \sin(\psi - \varphi) e^{-\frac{\vartheta - \psi}{\omega \tau}} \right]. \quad (2.2.4)$$

Из (2.2.4) получается уравнение для длительности протекания тока вентиля λ , если в нем положить $i_d = 0$ при $\vartheta = \psi + \lambda$:

$$\sin(\psi + \lambda - \varphi) + e^{-\frac{\lambda}{\omega \tau}} \sin(\psi - \varphi) = 0. \quad (2.2.5)$$

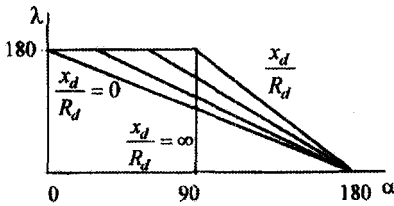


Рис. 2.2.5

Это уравнение трансцендентно относительно λ , поэтому его решение численным способом дают графики зависимости $\lambda = f(\psi, X_d/R_d)$, представленные на рис. 2.2.5.

Связь угла регулирования α , отсчитываемого от точки естественной коммутации (точки пересечения положительных полуволн питающего напряжения), с углом вступления вентиля в работу ψ , отсчитываемым от нуля питающего напряжения, иллюстрирует рис. 2.2.4:

$$\psi = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{qm} + \alpha. \quad (2.2.6)$$

Для режима непрерывного выпрямленного тока постоянная интегрирования A_1 в (2.2.1) определяется из условия установившегося режима

$$i_d \Big|_{\vartheta=\psi} = i_d \Big|_{\vartheta=\frac{2\pi}{qm}+\psi}. \quad (2.2.7)$$

Тогда решение (2.2.6) примет вид

$$i_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{Z_d} \left[\sin(\vartheta - \varphi) + \frac{\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{qm} - \varphi\right) - \sin(\psi - \varphi)}{1 - e^{-\frac{2\pi}{qm}\vartheta\tau}} e^{-\frac{\vartheta - \varphi}{\omega\tau}} \right]. \quad (2.2.8)$$

Из анализа механизма выпрямления переменного напряжения, подтвержденного полученными аналитическими решениями для выпрямленного тока в прерывистом (2.2.4) и непрерывном (2.2.8) режимах, следуют в ы в о д ы:

1. Выпрямитель как источник постоянного тока помимо режима непрерывного тока, характерного для традиционных источников постоянного тока (аккумуляторов, генераторов постоянного тока), имеет еще и специфический режим прерывистого тока даже при стационарной нагрузке.

2. В режиме прерывистого выпрямленного тока индуктивность L_d в цепи нагрузки влияет не только на величину пульсаций выпрямленного тока, но и на его среднее значение.

3. В режиме непрерывного выпрямленного тока индуктивность L_d в цепи нагрузки влияет только на величину пульсирующий ток, но не влияет на его постоянную составляющую, т. е. его среднее значение.

4. При одном и том же значении L_d пульсации выпрямленного тока в непрерывном режиме уменьшаются с уменьшением R_d , т. е. с ростом среднего значения тока, а значит, и мощности выпрямителя. Поэтому использование индуктивного фильтра для сглаживания выпрямленного тока в мощных выпрямителях (с малым значением R_d) является практически единственным приемлемым способом. Свойства емкостного сглаживающего фильтра (для выпрямленного напряжения) будут рассмотрены в п. 3.3.5.

5. Дополнение вентильных ячеек входными трансформаторами существенно изменяет характер электромагнитных процессов на входе выпрямителя, поэтому далее рассматриваются базовые ячейки выпрямителей в условиях одинаковых допущений при сравнении их между собой и определении рациональных областей применения каждой из них. Эти допущения следующие:

- трансформатор идеальный, т. е. характеризуется только одним параметром – коэффициентом трансформации $K_T = U_1/U_2$;
- вентили идеальные, т. е. они заменяются ключами, имеющими нулевое сопротивление в состоянии «включено» и бесконечное сопротивление (разрыв цепи) в состоянии «выключено», в результате исключается учет влияния параметров вентиля на параметры выпрямленного тока;
- входной фильтр отсутствует, выходной фильтр идеальный, т. е. при индуктивности фильтра $L_d(X_d) = \infty$, выпрямленный ток пульсаций не содержит, в результате исключается учет влияния параметров фильтра на параметры выпрямленного тока.

Использование указанных допущений в математической модели выпрямителя позволяет обойтись без сложных соотношений между переменными, порождаемых использованием аппарата дифференциальных уравнений, как это было показано выше. Кроме того, неучет реальных параметров элементов выпрямителя позволяет в чистом виде выявить свойства собственно процесса преобразования переменного тока в постоянный. Полученные на этом этапе анализа простые расчетные соотношения для элементов выпрямителя в последующем, на втором этапе анализа выпрямителя с учетом реальных параметров элементов выпрямителя, будут только скорректированы, а не аннулированы.

2.3. ДВУХФАЗНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ОДНОФАЗНОГО ТОКА ($m_1 = 1, m_2 = 2, q = 1$)

Одни и те же схемы выпрямления не всегда одинаково (и корректно) называются, поэтому здесь приводим формальный код схемы. Из него следует, что входной трансформатор преобразует однофазное напряжение питающей сети в двухфазное, которое и выпрямляется в однополупериодной схеме выпрямления, показанной на рис. 2.3.1.

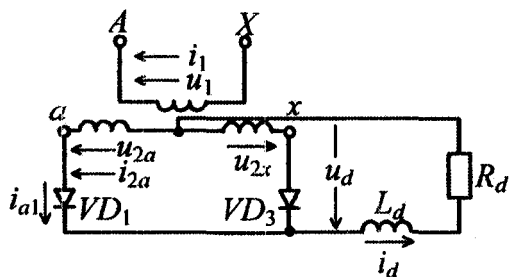


Рис. 2.3.1

Целью анализа выпрямителя является установление его свойств. При этом анализ схемы выполняется в два этапа. На первом этапе делается качественный анализ электромагнитных процессов в схеме с помощью временных диаграмм мгновенных значений для напряжений и токов. На втором этапе по этим диаграммам проводится количественный анализ, позволяющий получить расчетные соотношения для всех элементов схемы и на их основании сделать выводы о свойствах и рекомендуемой области применения выпрямителя.

Временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя при отсутствии регулирования ($\alpha = 0$) показаны на рис. 2.3.2.

На первой диаграмме представлены двухфазные напряжения вторичных обмоток трансформатора u_{2a} , u_{2x} и ток в одной вторичной обмотке, методика построения которого приводится ниже после построения диаграмм анодных токов вентилялей.

Правило определения проводящего вентиля в катодной группе вентилялей (вентилей, соединенных катодами) таково: проводит ток тот вентиль, потенциал анода которого наиболее положителен. Вентили катодной группы обозначаются нечетными цифрами. На второй временной диаграмме представлены кривые выпрямленных

напряжения u_d и тока i_d в случае идеального фильтра ($X_d = \infty$). Кривая выпрямленного напряжения повторяет кривые вторичных напряжений по интервалам проводимости соответствующих вентилей. Выпрямленный ток пульсаций не содержит, и его мгновенные значения совпадают с его средним значением I_d .

На третьей диаграмме представлена кривая напряжения на сглаживающем реакторе, который в идеальном случае воспринимает всю пульсацию (переменную составляющую) выпрямленного напряжения.

На четвертой диаграмме показаны анодный ток первого вентиля i_{a1} и обратное напряжение на нем u_{b1} . При проводящем вентиле VD_1 , когда значение u_{2x} положительно, через него к вентилю VD_1 (см. рис. 2.3.1) прикладывается межфазное напряжение $u_{2a} - u_{2x}$, т. е. двойное значение амплитуды фазного напряжения u_2 .

Диаграммы, приведенные на рис. 2.3.1, доказывают справедливость правила определения проводящего вентиля в катодной группе: когда анодное напряжение вентиля не является наиболее положительным, к нему приложено обратное напряжение и он не может проводить ток. С другой стороны, когда вентиль проводит ток, то при сделанном допущении об идеальности вентилей прямое падение напряжения на нем отсутствует.

Зная анодные токи вентилей, можно построить диаграммы токов во вторичных обмотках трансформатора. Так как ко вторичной обмотке с напряжением u_{2a} подсоединен один вентиль VD_1 , то форма тока в обмотке совпадает с формой анодного тока вентиля, ($i_{2a} = i_{a1}$), что и представлено на первой временной диаграмме. Аналогично определяется форма вторичного тока в обмотке с напряжением u_{2x} , т. е. $i_{2x} = i_{a3}$, которая, очевидно, аналогична форме вторичного тока i_{2a} , но сдвинута во времени на полпериода напряжения питающей сети (на диаграммах не показан).

И, наконец, по известным формам токов во вторичных обмотках трансформатора (пятая временная диаграмма) построены кри-

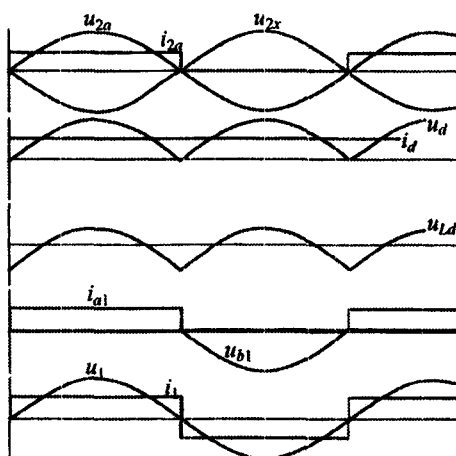


Рис. 2.3.2

вые тока в первичной обмотке i_1 идеального трансформатора и напряжения первичной обмотки u_1 , с которой синфазно напряжены u_{2a} вторичной обмотки трансформатора в соответствии с выбранными положительными направлениями напряжений обмоток, обозначенными на рис. 2.3.1 стрелками. Методика построения первичного тока следует из уравнений для магнитодвижущей силы (МДС) обмоток трансформатора, связанных законом Кирхгофа для магнитных цепей:

$$i_1 w_1 = i_{2a} w_2 - i_{2x} w_2$$

или

$$i_1 = (i_{2a} - i_{2x}) \frac{w_2}{w_1} = \frac{i_{2a} - i_{2x}}{K_T}, \quad (2.3.1)$$

где w_1, w_2 – число витков первичной и вторичной обмоток.

В рассмотренной схеме ток первичной обмотки равен алгебраической сумме токов вторичных обмоток, взятых с коэффициентом трансформации K_T .

Необходимо отметить характерную особенность однополупериодной схемы выпрямления – *однаправленность токов* во вторичных обмотках трансформатора, что свидетельствует о наличии в них постоянных составляющих. Но поскольку магнитная система (сердечник из трансформаторной стали) однофазного трансформатора является одноконтурной, в результирующем магнитном потоке в сердечнике *постоянного подмагничивания* не будет, так как токи в двух вторичных обмотках направлены встречно.

По результатам анализа электромагнитных процессов в исследуемом выпрямителе можно отметить еще следующие особенности использования трансформатора в нем: во-первых, различие форм токов во вторичной и первичной обмотках трансформатора и, во-вторых, их несинусоидальный характер. Первая особенность связана с наличием вентилей во вторичных обмотках трансформатора, в то время как в первичной обмотке, непосредственно подключенной к источнику переменного напряжения, протекает чисто переменный ток. Вторая особенность связана с тем, что вентиляльная ячейка для цепи синусоидального напряжения представляет собой резко нелинейную нагрузку, форма тока в которой существенно зависит от вида этой нелинейности.

Второй этап анализа выпрямителя математический. Рассчитываются: а) энергетические показатели качества элементов устройства, т. е. расчетные соотношения для определения параметров трансформатора, вентилей, фильтра, через параметры звена постоянного тока, которые при проектировании заданы; б) энергетические показатели качества процессов на входе и выходе выпрямителя.

Методика анализа при допущении идеальности элементов схемы состоит из следующих пятнадцати шагов.

1. Устанавливается связь между средним значением выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя U_{d0} и действующим значением напряжения вторичной обмотки трансформатора из соответствующей временной диаграммы, приведенной на рис. 2.3.2:

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_d d\vartheta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} u_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2, \quad (2.3.2)$$

отсюда

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{K_{н.п}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} = 1,11U_{d0}.$$

2. Вычисляется среднее значение анодного тока вентилей

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d d\vartheta = \frac{I_d}{2}. \quad (2.3.3)$$

3. Вычисляется действующее значение анодного тока вентилей

$$I_{a.д} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}. \quad (2.3.4)$$

коэффициент формы анодного тока вентилей

$$K_{\phi} = \frac{I_{a.д}}{I_a} = \sqrt{2}. \quad (2.3.5)$$

4. Рассчитывается максимальное значение анодного тока вентилей

$$I_{a.маx} = I_d. \quad (2.3.6)$$

Коэффициент амплитуды анодного тока

$$K_a = I_{a.маx}/I_a = 2. \quad (2.3.7a)$$

За рубежом используют *крест-фактор*, определяемый как

$$K_c = \frac{I_{a.маx}}{I_{a.д}}. \quad (2.3.7b)$$

Он связан с коэффициентами формы и амплитуды уравнением

$$K_c = \frac{I_{a \max}}{I_a} \frac{I_a}{I_{a.d}} = \frac{K_a}{K_f}. \quad (2.3.7в)$$

5. Вычисляется максимальная величина обратного напряжения на вентиле по отношению к U_{d0}

$$U_{b \max}^* = \frac{U_{b \max}}{U_{d0}} = \frac{2U_{2 \max}}{U_{d0}} = \frac{2 \sqrt{2} U_2}{U_{d0}} = \pi. \quad (2.3.8)$$

6. Вычисляется установленная мощность вентилях:
с неполным управлением (тиристоры)

$$S_{b1}^* = \frac{S_{b1}}{P_{d0}} = \frac{nU_{b \max} I_a}{P_0} = \pi, \quad (2.3.9)$$

с полным управлением (транзисторы, запираемых тиристоры)

$$S_{b2}^* = \frac{S_{b2}}{P_{d0}} = \frac{nU_{b \max} I_{a \max}}{P_{d0}} = 2\pi. \quad (2.3.10)$$

7. Вычисляется действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = I_{a.d} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}. \quad (2.3.11)$$

8. Вычисляется действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_1 = \frac{I_d}{K_T}, \quad (2.3.12)$$

определяется коэффициент преобразования выпрямителя по току

$$K_{п.т}^1 = \frac{I_d}{I_1} = K_T. \quad (2.3.13)$$

9. Вычисляется полная мощность вторичных обмоток трансформатора

$$S_2 = 2U_2 I_2 = 2 \frac{\pi}{2 \sqrt{2}} U_{d0} \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2} P_{d0}, \quad S_2^* = \frac{S_2}{P_{d0}} = \frac{\pi}{2}, \quad (2.3.14)$$

где P_{d0} – активная мощность на выходе неуправляемого выпрямителя.

10. Вычисляется полная мощность первичных обмоток трансформатора

$$S_1 = U_1 I_1 = K_T \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} \frac{I_d}{K_T} = 1,11 P_{d0}, \quad S_1^* = \frac{S_1}{P_{d0}} = 1,11. \quad (2.3.15)$$

11. Вычисляется типовая установленная мощность трансформатора (имеющего разные полные мощности обмоток), определяемая в этом случае как

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,11 + 1,57}{2} P_{d0} = 1,34 P_{d0}, \quad S_T^* = \frac{S_T}{P_{d0}} = 1,34. \quad (2.3.16)$$

12. Оцениваются требуемая величина индуктивности реактора L_d в звене постоянного тока и его условная установленная мощность.

Здесь приходится отступить от принятого на этом уровне анализа допущения об идеальности сглаживания выпрямленного тока ($I_d = \infty$) для возможности оценки затрат на исполнение реактора. С инженерной точностью можно считать выпрямленный ток практически постоянным при наличии гармоник в токе (пульсаций тока) на уровне нескольких процентов от среднего значения тока.

При задании коэффициента гармоник выпрямленного тока $K_{г.т}$ для расчета необходимой индуктивности реактора используем метод АДУ2. Полагаем, что вся пульсация выпрямленного напряжения прикладывается к фильтру (реактору), тогда дифференциальное уравнение для высокочастотной составляющей тока приобретает вид

$$L_d \frac{di_{дв.г}}{dt} = u_{дв.г}.$$

После его алгебраизации запишем

$$I_{дв.г} = \frac{1}{L_d} \bar{U}_{дв.г} = \frac{U_{d0} \bar{K}_г}{\omega L_d}, \quad (2.3.17)$$

где интегральный коэффициент гармоник напряжения в звене постоянного тока

$$\bar{K}_г = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{U_{d(k)}}{k U_{d0}} \right)^2}. \quad (2.3.18)$$

Коэффициент гармоник выпрямленного тока с учетом (2.3.17)

$$K_{г.т} = \frac{I_{дв.г}}{I_d} = \frac{U_{d0} \bar{K}_г}{I_d \omega L_d}, \quad (2.3.19)$$

отсюда необходимая индуктивность реактора

$$L_d = \frac{U_{d0}}{I_d} \frac{\bar{K}_r}{K_{г.т}}. \quad (2.3.20)$$

Тогда максимальное значение энергии сглаживающего реактора равно

$$W_L = L_d I_d^2 = \frac{P_{d0}}{\omega} \frac{\bar{K}_r}{K_{г.т}}. \quad (2.3.21)$$

Для обеспечения возможности сопоставления затрат на исполнение сглаживающего реактора, работающего в цепи постоянного тока, с затратами на фильтровый реактор, работающий в цепи переменного тока (как и трансформатор), введем условную установленную мощность реактора. Под ней будем понимать реактивную мощность этого реактора, равную полной мощности (активной мощности в идеальном реакторе нет), которую бы он имел с известными током и индуктивностью в цепи переменного тока. Реактивную мощность реактора можно выразить как произведение угловой частоты ω и максимального значения энергии реактора, что приводит с учетом (2.3.21) к такому результату:

$$S_{т.л}^* = \frac{S_{т.л}}{P_{d0}} = Q_i^* = \frac{\omega W_L}{P_{d0}} = \frac{\bar{K}_r}{K_{г.т}}. \quad (2.3.22)$$

Для выпрямителя с $q_{т2} = 2$ имеем $\bar{K}_r = 0,24$.

Конечно, условия работы магнитопровода сглаживающего реактора более легкие, чем магнитопровода фильтрового реактора, так как переменная составляющая магнитного потока у его, обусловленная только пульсациями выпрямленного тока, равна всего нескольким процентам от постоянной составляющей потока. Именно поэтому определенная приведенным выше способом установленная мощность сглаживающего реактора названа условной и используется только при сравнении различных схем выпрямления по условным затратам на сглаживающие реакторы.

13. Вычисляется входной коэффициент мощности выпрямителя

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = \nu_I = \frac{1}{S_1^*} = 0,9, \quad (2.3.23)$$

так как $\cos \varphi_{(1)} = 1$, что дает для $K_{г.т} = 0,48$ с учетом (1.2.5).

14. Вычисляется коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению (по гладким составляющим)

$$K_{п.н} = \frac{U_{d0}}{U_1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi K_T}. \quad (2.3.24)$$

15. Вычисляется коэффициент преобразования выпрямителя по току (по гладким составляющим)

$$K_{п.т} = \frac{I_d}{I_{l(1)}} = \frac{I_d}{v_I I_1} = \frac{K_T}{v_I} = 1,11 K_T. \quad (2.3.25)$$

Иногда определяют коэффициент преобразования выпрямителя по току как

$$K'_{п.т} = \frac{I_d}{I_1} = K_T = v_I K_{п.т}. \quad (2.3.26)$$

По вычисленным значениям I_d ($I_{в.макс}$), $U_{d.макс}$ с помощью справочника выбирают тип вентиля. По вычисленным значениям U_2 , I_2 , I_1 , S_T также по справочнику выбирают готовый трансформатор, а при его отсутствии – по этим данным выдают задание на проектирование трансформатора. По значению индуктивности сглаживающего реактора и по току в нем подбирают готовый реактор или проектируют новый.

По результатам второго этапа анализа выпрямителя можно сделать следующие выводы.

1. Выпрямитель характеризуется неполным использованием трансформатора, так как $S_T^* > 1$ на 34%. Это обусловлено искаженными формами токов в обмотках трансформатора, особенно во вторичных из-за однополупериодности выпрямления.

2. Выпрямитель характеризуется плохим использованием вентиля по обратному напряжению, которое в π раз больше требуемого выпрямленного.

3. Выпрямитель характеризуется плохим качеством выпрямленного напряжения (пульсации сравнимы с постоянной составляющей выпрямленного напряжения).

4. Выпрямитель имеет низкий входной коэффициент мощности.

Обычно выпрямители однофазного тока при $U_1 = 220$ В применяют до мощностей $P_{\text{в}} \approx 3 \dots 5$ кВт и при выпрямленном напряжении – примерно до 300 В для данной схемы при условии доступности вентиля с рабочим напряжением не выше 15 класса.

2.4. ВЫПРЯМИТЕЛЬ ОДНОФАЗНОГО ТОКА ПО МОСТОВОЙ СХЕМЕ ($m_1 = m_2 = 1, q = 2$)

Схема такого выпрямителя показана на рис. 2.4.1. Вентильный мост содержит две группы вентиляей – катодную (нечетные вентили) и анодную (четные вентили). В мостовой схеме ток проводят

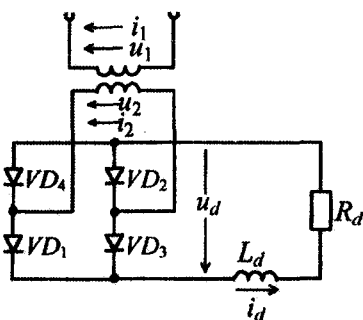


Рис. 2.4.1

одновременно два вентиля – один из катодной группы и один из анодной. Правило определения проводящего вентиля в катодной группе сформулировано в предыдущем разделе. Правило определения проводящего вентиля в анодной группе – проводит тот вентиль, потенциал катода которого наиболее отрицателен.

Задачи анализа, как и в предыдущем случае, – определение свойств схемы и на их основе выработка ре-

комендаций по области применения выпрямителя. Методика анализа та же, т. е. сначала качественный анализ электромагнитных процессов с помощью временных диаграмм, затем количественный анализ с целью получения расчетных соотношений.

Временные диаграммы напряжений и токов схемы приведены на рис. 2.4.2 в той же последовательности, что и для предыдущей схемы. Методика их построения также прежняя. Отличия в диаграммах касаются только величины обратного напряжения на вентиле и формы тока во вторичной обмотке трансформатора. При проводящих вентилях VD_3, VD_4 моста к вентилю VD_1 прикладывается в обратном направлении напряжение вторичной обмотки трансформатора u_2 . Форма тока во вторичной обмотке трансформатора определяется суммой токов вентилей

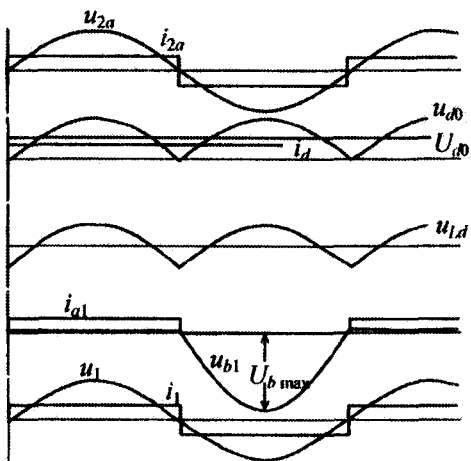


Рис. 2.4.2

лей, присоединенных к этой обмотке, например VD_1 из катодной группы и VD_4 из анодной группы. Наличие тока в обмотке в положительной и отрицательной полуволнах напряжения свидетельствует о двухполупериодности процесса выпрямления и вследствие этого отсутствии постоянной составляющей во вторичном токе.

Аналогичность большинства диаграмм, приведенных на рис. 2.3.2 и 2.4.2, обеспечивает и аналогичность соответствующих расчетных соотношений. Приведенные ниже отличия расчетных соотношений обусловлены указанным отличием двух временных диаграмм – кривыми обратного напряжения и вторичного тока трансформатора. Максимальная величина обратного напряжения на вентиле здесь вычисляется по формуле

$$U_{b\max\tau}^* = \frac{U_{b\max\tau}}{U_{d0}} = \frac{\sqrt{2} U_2}{E_{d0}} = \frac{\sqrt{2}}{U_{d0}} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} = \frac{\pi}{2}.$$

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора определяется так:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} i_d^2 d\vartheta} = I_d.$$

С учетом этого изменяется полная мощность вторичных обмоток трансформатора

$$S_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} I_d = 1,11 P_{d0}, \quad S_2^* = 1,11.$$

Вследствие этого типовая мощность трансформатора

$$S_{\tau} = S_2 = S_1 = 1,11 P_{d0}, \quad S_{\tau}^* = 1,11.$$

Все остальные энергетические показатели в этом случае такие же, как в предыдущей схеме.

Таким образом, использование большого подобия процессов в данной и предыдущих схемах выпрямления позволило сэкономить не только бумагу и время, но и мышление.

По результатам анализа можно сделать следующие выводы:

1. Использование трансформатора в двухполупериодной схеме выпрямления лучше, чем в однополупериодной из-за лучшей (более близкой к синусоиде) кривой вторичного тока трансформатора.

2. Использование вентиляей по обратному напряжению в мостовой схеме в два раза лучше, чем в нулевой схеме выпрямления (схеме с выводом нулевой точки трансформатора).

3. Качество выпрямленного напряжения в рассматриваемой и предыдущей схемах выпрямления одинаково, так как они имеют одинаковую пульсность ($p = qt_2 = 2$).

4. Недостатком мостовой схемы является протекание выпрямленного тока через два последовательно включенных вентиля, что приводит к двойным потерям напряжения и мощности в вентилях с реальными параметрами, заметно снижая КПД выпрямителя при низких значениях выпрямленного напряжения.

Таким образом, на основании сформулированных свойств мостовой схемы выпрямления следует заключение о том, что эта схема предпочтительнее нулевой схемы при средних значениях выпрямленного напряжения и бесспорно рациональна при высоких значениях выпрямленного напряжения (за пределами рекомендаций по использованию нулевой схемы выпрямления).

2.5. ВЫПРЯМИТЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА СО СХЕМОЙ СОЕДИНЕНИЯ ОБМОТК ТРАНСФОРМАТОРА ТРЕУГОЛЬНИК – ЗВЕЗДА С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ ($m_1 = m_2 = 3, q = 1$)

Общие замечания по выпрямлению трехфазного тока. При активных мощностях нагрузки P_{d0} более 3...5 кВт токи на входе выпрямителя однофазного тока превышают предельно допустимые для бытовых потребителей значения 16...25 А (для промышленных однофазных потребителей эти пределы могут быть несколько больше в зависимости от сети). В этих случаях для получения постоянного тока необходимо питание выпрямителя от трехфазной сети. Существует множество схем выпрямления в зависимости от способа соединения первичных и вторичных обмоток входного трансформатора выпрямителя (треугольник, звезда, зигзаг, двойной зигзаг). Рассмотрим два варианта.

Первый вариант схемы однополупериодного выпрямителя трехфазного тока требует соединения вторичных обмоток трансформатора в звезду для получения общего нулевого провода и первичных обмоток – в треугольник (рис. 2.5.1).

Цель анализа этой базовой схемы выпрямления остается прежней – выявление ее свойств. Методика анализа, допущения те же, что и у однофазных выпрямителей.

Временные диаграммы характерных напряжений и токов выпрямителя представлены на рис. 2.5.2 в той же последовательности, что и на предыдущих схемах. На первой диаграмме показана трехфазная система напряжений вторичных обмоток трансформатора u_{2a} , u_{2b} , u_{2c} и отмечены интервалы проводящего состояния вентилей катодной группы, определенные в соответствии со сформулированным выше правилом проводимости вентилей катодной группы. Точки пересечения положительных полувольт вторичных напряжений, начиная с которых на вентилеях появляется прямое напряжение, называют *точками естественного зажигания* (термин введен еще в дополупроводниковую эпоху газоразрядных вентилей, когда их вступление в работу происходило за счет «зажигания» в них разряда) или *точками естественной коммутации*. Необходимо обратить внимание на то, что при числе фаз вторичных напряжений, равном трем и более, точки естественного зажигания и точки перехода вторичных напряжений через нулевые значения не совпадают, поэтому отсчет задержки вступления вентилей в работу относительно соответствующих нулей вторичных напряжений был обозначен углом ψ (см. рис. 2.2.4), а отсчет задержки вступления вентилей в работу относительно точек естественной коммутации в управляемых выпрямителях — углом α .

На второй диаграмме построены кривая выпрямленного напряжения u_{d0} как совокупность участков вторичных напряжений по интервалам проводимости вентилей и кривая выпрямленного тока i_d для случая $X_d = \infty$. На третьей диаграмме приведена форма напряжения на сглаживающем реакторе, воспринимающем переменную составляющую (пульсации) выпрямленного напряжения. На четвертой диаграмме показаны кривые анодного тока первого вентиля i_{a1} и обратного напряжения на нем u_{b1} . Последняя определяется как разница мгновенных значений напряжения на аноде вентиля u_{2a} и выпрямленного напряжения u_{d0} , отсчитанных относительно общей (нулевой) точки вторичных обмоток трансформатора. Анодный ток вентиля равен выпрямленному току на интервале проводимости одного вентиля. Очевидно, что в данной схеме

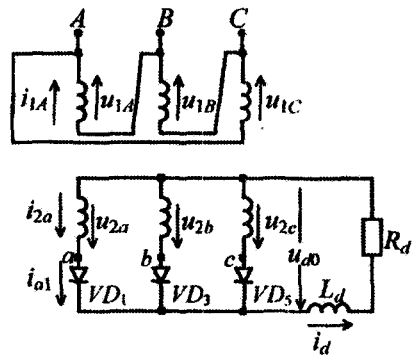


Рис. 2.5.1

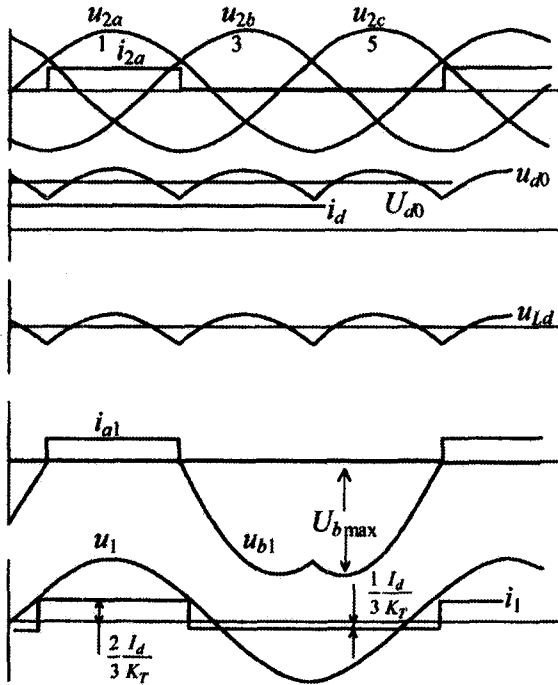


Рис. 2.5.2

ток во вторичной обмотке трансформатора i_{2a} повторяет форму анодного тока вентиля i_{a1} , соединенного последовательно с обмоткой, что и отражено на первой диаграмме. Опять обращает на себя внимание однонаправленный характер тока во вторичной обмотке, т. е. присутствие в нем постоянной составляющей $I_{2(=)}$, численно равной среднему значению этого тока, т. е. среднему значению анодного тока вентиля I_a . С учетом этого ток во вторичной обмотке трансформатора условно можно разложить на постоянную $I_{2(=)}$ и переменную $i_{2(-)}$ (оставшуюся после вычитания $I_{2(=)}$) составляющие

$$i_2 = i_{2(-)} + I_{2(=)}. \quad (2.5.1)$$

На основе этого разложения можно сформулировать здесь эмпирическое правило построения первичного тока трансформатора по найденному вторичному току (пренебрегая по-прежнему током намагничивания трансформатора): так как в первичную обмотку из вторичной может трансформироваться только переменная составляющая тока, то вычитанием из кривой вторичного тока

постоянной составляющей и учетом коэффициента трансформации получаем

$$i_1 = \frac{i_2 - I_2(=)}{K_T} \quad (2.5.2)$$

Необходимо отметить, что строгое математическое выражение для первичного тока трансформатора также можно получить из уравнений для намагничивающих сил, составленных по второму закону Кирхгофа для магнитных цепей аналогично тому, как это было сделано в разд. 2.3.

Пятая временная диаграмма на рис. 2.5.2 представляет кривую напряжения первичной обмотки трансформатора и кривую первичного тока в этой обмотке, расположенной на стержне фазы А магнитопровода трансформатора.

Из-за наличия постоянной составляющей в токе вторичных обмоток трансформатора в каждом из трех стержней магнитопровода трехфазного трансформатора возникает нескомпенсированный одноподнаправленный поток вынужденного подмагничивания трансформатора. Это приводит к соответствующему смещению $V_{\text{подм}}$ исходного положения рабочей точки на кривой намагничивания магнитопровода, тем самым допустимый диапазон изменения индукции магнитопровода ограничивается значениями $\Delta B = B_{\text{нас}} - V_{\text{подм}}$, которые меньше значений индукции, соответствующей порогу насыщения $B_{\text{нас}}$. В результате для сохранения переменной составляющей потока на прежнем уровне, требуемом заданным напряжением на первичных обмотках, необходимо пропорционально увеличивать сечение магнитопровода, т. е. его массу и габариты (здесь это увеличение будет равно 1/3 в соответствии с тем, что постоянная составляющая потока равна трети амплитуды результирующего потока).

Суммарные затраты на трансформатор (здесь понимаем под затратами» или стоимость меди и магнитопровода, или их массу, или их габаритные размеры в конструкции) при условии эквивалентности затрат на медь и магнитопровод в общих затратах возрастут в этих условиях на 1/(3-2), т. е. 16,5 %. С учетом условности эквивалентности указанных составляющих затрат можно говорить об увеличении в этом случае типовой мощности трансформатора на 16,5 %, так как использованная типовая методика ее расчета не учитывает вынужденного подмагничивания трансформатора одноподнаправленным потоком.

Можно также рассмотреть на качественном уровне процессы в цепной схеме соединения первичных обмоток трансформатора.

Если сделать подобный анализ электромагнитных процессов в трансформаторе при соединении его первичных обмоток в звезду, то можно показать, что при наличии во вторичных токах гармоник, кратных трем (режимы с $X_d \neq \infty$), в магнитопроводе трансформатора дополнительно возникают *переменные потоки вынужденного подмагничивания* от этих гармоник. В первичных обмотках не будет этих гармоник из-за отсутствия пути протекания для них. Первичные обмотки соединены в треугольник, который образует контур для протекания гармоник, кратных трем, что компенсирует потоки от этих гармоник во вторичных токах, тем самым устраняя вынужденное подмагничивание магнитопровода этими гармониками [8].

Теперь можно провести этап количественного анализа процессов в выпрямителе. Задача, допущения и методика анализа такие же, как и при расчете выпрямителей однофазного тока, что позволяет сопоставлять результаты, полученные в одинаковых условиях. Те же пятнадцать шагов расчета имеют здесь следующее содержание.

1. Среднее значение выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя

$$U_{d0} = \left(\frac{2\pi}{3}\right)^{-1} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{2} U_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17 U_2, \quad (2.5.3)$$

отсюда

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{1,17} = 0,84 U_{d0}. \quad (2.5.4)$$

Заметим, что начало отсчета времени (в максимуме косинусоиды) при записи исходного расчетного интеграла выбирается только из соображений простоты вычисления и на результат вычисления не влияет.

2. Среднее значение анодного тока вентиля

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d d\vartheta = \frac{I_d}{3}. \quad (2.5.5)$$

3. Действующее значение анодного тока вентиля

$$I_{a,d} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (2.5.6)$$

Коэффициент формы

$$K_{\phi} = \frac{I_{a,d}}{I_a} = \sqrt{3}. \quad (2.5.7)$$

4. Амплитудное значение анодного тока

$$I_{a \max} = I_d. \quad (2.5.8)$$

Коэффициент амплитуды

$$K_a = \frac{I_{a \max}}{I_a} = 3. \quad (2.5.9)$$

5. Максимальная величина обратного напряжения на вентиле

$$U_{b \max}^* = \frac{U_{b \max}}{U_{d0}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} U_2}{U_{d0}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} 2\pi}{3 \sqrt{6}} = \frac{2\pi}{3} = 2,09. \quad (2.5.10)$$

6. Установленная мощность вентиляей:

с неполным управлением

$$S_{b1}^* = \frac{S_b}{P_{d0}} = n \frac{U_{b \max} I_a}{P_{d0}} = 3 \frac{2\pi U_{d0} I_d}{3 \cdot 3} = \frac{2\pi}{3}, \quad (2.5.11)$$

с полным управлением

$$S_{b2}^* = S_{b1}^* K_a = \frac{2\pi}{3} 3 = 2\pi. \quad (2.5.12)$$

7. Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = I_{a,d} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (2.5.13)$$

8. Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/3} \left(\frac{2}{3} \frac{I_d}{K_T} \right)^2 d\vartheta + \int_{2\pi/3}^{2\pi} \left(-\frac{1}{3} \frac{I_d}{K_T} \right)^2 d\vartheta \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{I_d}{K_T}. \quad (2.5.14)$$

9. Полная мощность вторичных обмоток

$$S_2 = 3U_2 I_2 = \frac{3 \cdot 2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d0} \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} P_{d0} = 1,48 P_{d0}. \quad (2.5.15)$$

10. Полная мощность первичных обмоток трансформатора

$$\begin{aligned} S_1 &= 3U_1 I_1 = 3K_T U_2 \frac{\sqrt{2} I_d}{3K_T} = 3 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d0} \frac{\sqrt{2}}{3} I_d = \\ &= \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_{d0} = 1,21 P_{d0}. \end{aligned} \quad (2.5.16)$$

11. Типовая мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,21 + 1,48}{2} P_{d0} = 1,345 P_{d0}, \quad S_T^* = 1,345. \quad (2.5.17)$$

Эта расчетная величина не принимает во внимание вынужденное подмагничивание трансформатора однонаправленным потоком. С учетом сделанных выше оценок влияния однонаправленного потока на вынужденное подмагничивание имеем

$$S_{T,в}^* = 1,165 S_T^* = 1,57. \quad (2.5.18)$$

12. Индуктивность сглаживающего реактора оценивается также по формуле (2.3.20), а его относительная условная установленная мощность – по формуле (2.3.21) или (2.3.22). Содержащиеся в формулах коэффициенты равны

$$\bar{K}_r = 0,06, \quad K_{п.н} = 0,25. \quad (2.5.19)$$

13. Входной коэффициент мощности по аналогии с (2.3.23)

$$\chi = \nu_I = \frac{1}{S_1^*} = \frac{1}{1,21} = 0,79. \quad (2.5.20)$$

14. Коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению

$$K_{п.н} = \frac{U_{d0}}{U_1} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} K_T = 1,17 K_T. \quad (2.5.21)$$

15. Коэффициенты преобразования выпрямителя по току

$$K_{п.т} = \frac{K_T}{\nu_I} = 1,21 K_T, \quad K'_{п.т} = \frac{K_T}{\sqrt{2}}. \quad (2.5.22)$$

Рассмотренную схему однополупериодного выпрямления трехфазного тока сопоставим по свойствам с проанализированной

Выше схемой однополупериодного выпрямителя однофазного тока ($m_1 = 1, m_2 = 2, q = 1$).

1. В рассмотренной схеме произошло дополнительное по сравнению с противопоставляемой схемой ухудшение использования трансформатора по типовой мощности $S_{Т.В}^*$ из-за наличия подмагничивания магнитопровода трансформатора постоянным током.

2. Использование вентилей по обратному напряжению в рассмотренной схеме в 1,5 раза лучше, чем в противопоставляемой. Это соответственно снизило и установленную мощность вентилей в неполном управлении.

3. Качество выпрямленного напряжения в рассмотренной схеме выше в 4 раза по критерию \bar{K}_r и в 2,5 раза – по критерию K_n , чем в противопоставляемой схеме. Это связано с увеличением пульсности выпрямления в 1,5 раза (с $qm_2 = 2$ до $qm_2 = 3$), т. е. возрастанием частоты пульсаций и уменьшением амплитуды пульсаций почти в два раза. Видно, что суждения о качестве выпрямленного напряжения по распространенному критерию K_n недостаточно, так как он не учитывает частоту пульсаций напряжения, также влияющую на качество выпрямленного тока. Критерий \bar{K}_r учитывает частоту пульсаций, поэтому он прямо определяет качество выпрямленного тока и условную установленную мощность сглаживающего реактора.

4. Входной коэффициент мощности здесь заметно ниже, чем в противопоставляемой схеме, из-за худшей формы первичного тока, что, как будет показано в разд. 3.13, означает большее обратное негативное влияние выпрямителя на питающую сеть.

Итак, с учетом этих свойств схема имеет ограниченное самостоятельное применение (только при низких значениях выпрямленного напряжения с невысоким качеством), но является составной частью более сложных и более качественных выпрямителей (см. разд. 2.7).

2.6. ВЫПРЯМИТЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА СО СХемой СОЕДИНЕНИЯ ОБМОТКА ТРАНСФОРМАТОРА ЗВЕЗДА – ЗИГЗАГ С НУЛЕМ ($m_1 = m_2 = 3, q = 1$)

Плохое использование трансформатора в предыдущей схеме однополупериодного выпрямления, связанное с наличием нескомпенсированных однонаправленных потоков вынужденного намагничивания в каждом стержне магнитопровода, создаваемых постоянными составляющими токов вторичных обмоток трансформато-

ра, может быть улучшено. Механизм устранения *вынужденного однонаправленного подмагничивания* достаточно очевиден – расположить на каждом стержне трансформатора по две вторичные обмотки, их однонаправленные токи направить встречно. В двухфазном выпрямителе однофазного тока это получалось естественным путем за счет преобразования в трансформаторе однофазного напряжения в двухфазное с помощью двух вторичных обмоток трансформатора. В однополупериодном выпрямителе трехфазного тока это требует наличия второй системы вторичных обмоток трансформатора. Различные варианты связи этих систем обмоток между собой и с вентилями порождают различные схемы выпрямителей трехфазного тока с компенсированными однонаправленными потоками вынужденного намагничивания. Специальное соединение (зигзагом) этих систем обмоток дает схему, рассматриваемую в этом разделе. Соединение второй системы обмоток, включенной противозапно первой системе, со второй группой вентилях с последующим параллельным или последовательным соединением этих комплексов из обмоток и групп вентилях дает схему выпрямления с уравнивающим реактором, рассматриваемую в следующем разделе, и соответственно каскадную схему выпрямления [8], в чистом виде в новых разработках уже не применяемую.

Схема однополупериодного выпрямителя трехфазного тока соединением двух систем вторичных обмоток трансформатора зигзаг показана на рис. 2.6.1. Цель анализа новой схемы остается прежней – выявление свойств схемы в рамках тех же допущений для определения областей ее возможного использования.

Интеллектуальное напряжение, связанное с началом анализа каждой новой схемы выпрямления, можно ослабить, если постара-

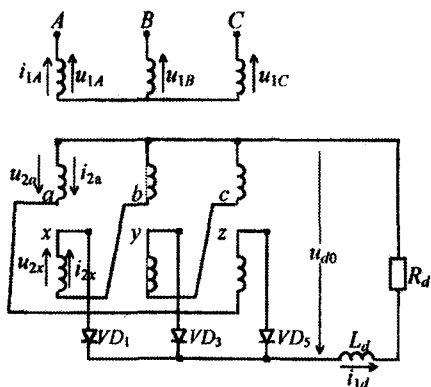


Рис. 2.6.1

ться увидеть в новой схеме прообраз уже известной схемы. Векторная диаграмма для результирующих вторичных напряжений U_{20} трансформатора показана на рис. 2.6.2. С этих позиций сопоставим системы переменных напряжений на вторичной стороне трансформаторов, подлежащих выпрямлению, в предыдущей и рассматриваемой схемах выпрямителей.

Из диаграммы следует, что здесь также «выпрямляется»

«звезда» трехфазных напряжений, векторы вторичной обмотки больше векторов напряжений обмоток в $\sqrt{3}$ раз и повернуты на 150° в сторону отставания относительно анодных напряжений вентилей предыдущей схемы.

Значит, анализ электромагнитных процессов в этой схеме можно начать с построения временных диаграмм этих результирующих трехфазных вторичных напряжений u_{20a} , u_{20b} , u_{20c} как это показано на рис. 2.6.3 на первой диаграмме. Вторая диаграмма – с выпрямленным напряжением и током, третья диаграмма – с напряжением на сглаживающем реакторе, четвертая диаграмма – с анодным током вентиля и обратным напряжением на нем, они качественно подобны соответствующим диаграммам предыдущей схемы выпрямления. На пятой диаграмме показано первичное напряжение фазы *A*, опережающее результирующее вторичное напряжение U_{20x} на 150° , как это видно из векторной диаграммы, приведенной на рис. 2.6.2.

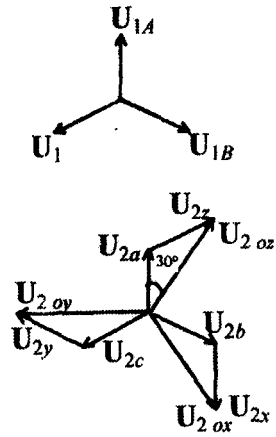


Рис. 2.6.2

Диаграмму тока в первичной обмотке фазы *A* i_{1A} можно построить по эмпирическому правилу (2.5.2), которое было использовано при построении первичного тока в предыдущей схеме применительно к двум вторичным обмоткам *a* и *x*, расположенным на том же стержне магнитопровода трансформатора, что дает

$$i_{1A} = \frac{i_{2a} - i_{2x}}{K_T} = \frac{i_{a5} - i_{a1}}{K_T} \quad (2.6.1)$$

Строгое обоснование формы первичного тока можно получить из решения системы уравнений, составленных по второму закону Кирхгофа для замкнутых магнитных цепей. Два таких уравнения получим для контура из стержней *A-B* и *A-C*, обходя их против часовой стрелки, третье уравнение – для первичных токов:

$$\begin{vmatrix} -1 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{vmatrix} = \frac{w_2}{w_1} \begin{vmatrix} -2 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{a1} \\ i_{a3} \\ i_{a5} \end{vmatrix} \quad (2.6.2)$$

Решение этой системы уравнений (см. разд. 3.5) даст для первичного тока тот же результат, что и эмпирическое правило по (2.5.2), при условии $X_d = \infty$.

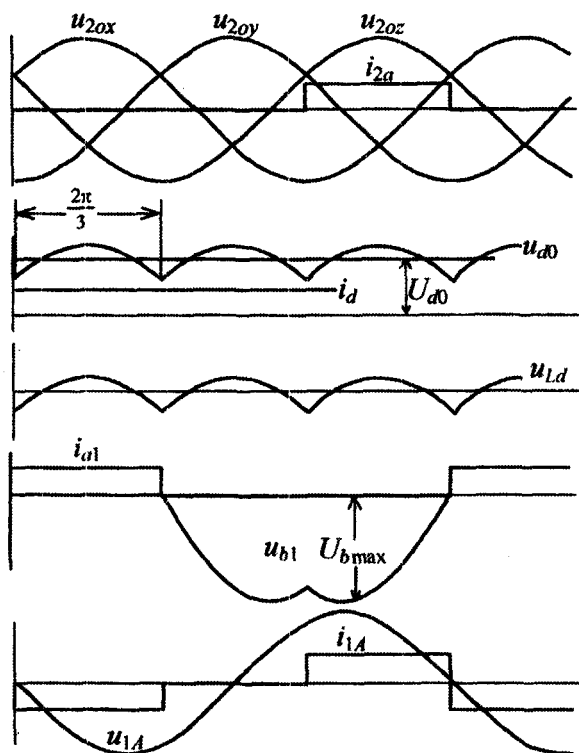


Рис. 2.6.3

Этап количественного анализа процессов в рассматриваемой схеме дает идентичные результаты для тех элементов, которые имеют временные диаграммы, как в предыдущей схеме (цепь выпрямленного напряжения, сглаживающий реактор, вентили), отличаясь только для трансформатора.

Среднее значение выпрямленного напряжения выражается через U_2 :

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17U_2, \quad U_2 = \sqrt{3} U_2.$$

Действующее значение первичного тока, вычисленное по (1.1.3), будет равно

$$I_1 = \frac{I_d}{K_T} \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

Полная мощность шести вторичных обмоток трансформатора

$$S_2 = 6U_2I_2 = 6 \frac{2\pi U_{d0}}{3\sqrt{6}\sqrt{3}} \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{4\pi}{3\sqrt{6}} P_{d0} = 1,71P_{d0}, \quad S_2^* = 1,71.$$

Полная мощность первичных обмоток трансформатора

$$S_1^* = \frac{3U_1I_1}{P_{d0}} = \frac{3K_T U_2 I_d}{P_{d0}} \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} = 1,21.$$

Типовая мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,21 + 1,71}{2} P_{d0} = 1,46P_{d0}, \quad S_T^* = 1,46.$$

Коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению

$$K_{п.н} = \frac{E_{d0}}{E_1} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \sqrt{3} K_T = 1,17\sqrt{3} K_T.$$

Коэффициент преобразования выпрямителя по току

$$K_{п.т} = \frac{I_d}{I_{1(1)}} = \frac{I_d}{I_{IVJ}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} K_T = 1,48K_T,$$

$$K'_{п.т} = \frac{I_d}{I_1} = \sqrt{\frac{3}{2}} K_T = 1,225K_T.$$

Таким образом, подобие электромагнитных процессов и расчетных соотношений в обеих однополупериодных схемах выпрямления трехфазного тока делает близкими и области их применения. Соединение вторичных обмоток в зигзаг обеспечивает лучшее использование трансформатора по магнитопроводу из-за отсутствия его однонаправленного подмагничивания. Однако геометрическое (не арифметическое) суммирование напряжений вторичных обмоток в результирующем напряжении ухудшает использование меди обмоток трансформатора. Практика показала, что при $I_d < 85 \dots 120$ А массогабаритные показатели трансформатора в рассмотренной схеме выпрямления ниже, чем в представленной на рис. 2.5.1.

2.7. ШЕСТИФАЗНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА С СОЕДИНЕНИЕМ ВТОРИЧНЫХ ОБМОТКОВ ТРАНСФОРМАТОРА ЗВЕЗДА – ОБРАТНАЯ ЗВЕЗДА С УРАВНИТЕЛЬНЫМ РЕАКТОРОМ ($m_1 = 3, m_2 = 2 \times 3, q = 1$)

Рассматриваемый выпрямитель (рис. 2.7.1) образован двумя трехфазными однополупериодными выпрямителями, включенными на параллельную работу по выходу через уравнительный реактор. Для обеспечения компенсации однонаправленных потоков вынужденного намагничивания две звезды вторичных напряжений трансформатора образованы противофазными напряжениями обмоток u_{2a} и u_{2x} , u_{2b} и u_{2y} , u_{2c} и u_{2z} , расположенных попарно на соответствующих трех стержнях магнитопровода. Это достигнуто объединением в нулевой точке одной звезды начал обмоток, а в нулевой точке второй звезды – концов обмоток. Несмотря на однонаправленность токов в каждой паре обмоток, расположенных на соответствующих стержнях магнитопровода, результирующий магнитный поток каждого стержня не содержит постоянной составляющей, т. е. вынужденное подмагничивание однонаправленным потоком отсутствует. За это сочетание двух трехфазных групп выпрямления данную схему еще называют *двойной трехфазной*.

Задачи анализа выпрямителя остаются прежними: получить расчетные соотношения для элементов схемы и на основе сопо-

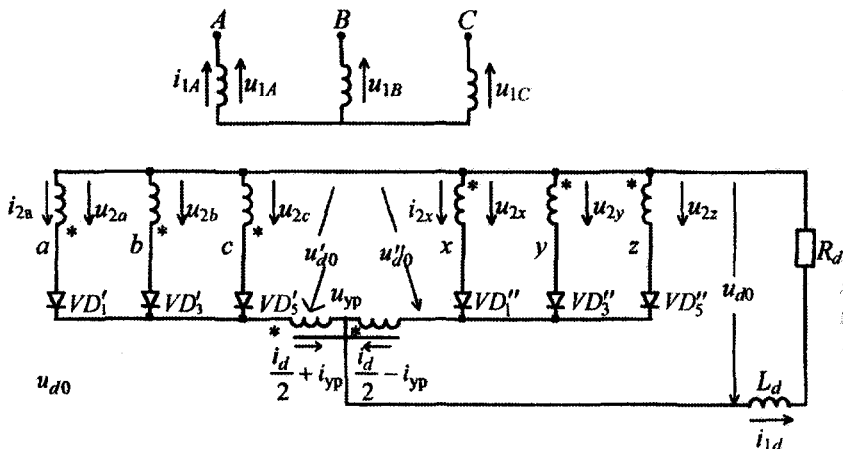


Рис. 2.7.1

ставления их с аналогичными соотношениями для ранее проанализированных схем выпрямления наметить возможные области применения схемы.

Особенностью этой схемы является возможность работы в двух режимах:

- двойного трехфазного выпрямления, являющегося основным;
- шестифазного однополупериодного выпрямления, возникающего при малых нагрузках, близких к холостому ходу.

Особое внимание в выполненном ниже анализе уделено основному режиму работы – двойному трехфазному, когда две половинки схемы работают независимо друг от друга. Обращено также внимание на специфику режима шестифазного выпрямления – повышение напряжения на выходе выпрямителя на 15 % по сравнению с режимом двойного трехфазного выпрямления.

Как обычно, начинаем с качественного анализа электромагнитных процессов с помощью временных диаграмм, показанных на рис. 2.7.2.

На первой диаграмме построены кривые для двух трехфазных систем вторичных напряжений, являющихся противофазными, а

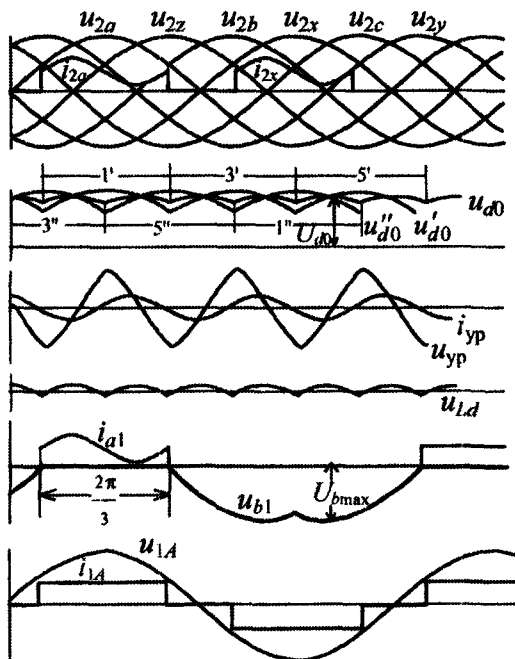


Рис. 2.7.2

именно системы из u_{2a} , u_{2b} , u_{2c} и u_{2x} , u_{2y} , u_{2z} . Здесь же приведены диаграммы токов i_{2a} и i_{2x} во вторичных обмотках a и x трансформатора, расположенных на одном стержне магнитопровода. Они, как будет видно из дальнейшего, повторяют анодные токи вентилей VD_1' и VD_1'' .

На второй диаграмме с теми же двумя системами вторичных напряжений размечены интервалы проводящего состояния вентилей в двух катодных группах по известному правилу для катодной группы. Огибающая положительных полуволн напряжений первой трехфазной системы дает кривую выпрямленного напряжения u_{d0}' левой половины схемы, а аналогичная огибающая второй трехфазной системы – кривую выпрямленного напряжения u_{d0}'' правой половины схемы. Хотя средние значения выпрямленных напряжений обеих половин схемы одинаковы, мгновенные значения выпрямленных напряжений различны из-за сдвига их пульсаций на половину периода пульсаций, как это видно из диаграммы. Различия пульсаций двух трехфазных выпрямителей требует включения их на параллельную работу через *реактор*, называемый *уравнительным*. Этот реактор, во-первых, воспринимает разницу пульсаций в выпрямленных напряжениях, ограничивает уравнительный ток между трехфазными выпрямителями и, во-вторых, позволяет получить на нагрузке, подключаемой к средней точке уравнительного реактора, напряжение u_{ab} равное (по методу наложения) полусумме выпрямленных напряжений каждой половине схемы. Из-за указанного сдвига их пульсаций на половину своего периода напряжение на нагрузке имеет шестикратную, т. е. удвоенную, частоту пульсаций ($p = qm_2 = 6$). Кривые выпрямленного тока i_d при допущении идеальности фильтра ($X_d = \infty$) пульсаций не содержат.

На третьей диаграмме приведена кривая уравнительного напряжения $u_{ур}$, равного разнице выпрямленных напряжений левой и правой половин выпрямителя. Форма уравнительного тока, протекающего в контуре, образованном выпрямленными напряжениями двух половин схемы, минуя нагрузку, определяется интегралом от уравнительного напряжения. Так как интегрирование несинусоидальной кривой, как было показано в п. 1.3.3, означает ослабление в результирующей кривой высших гармоник, при построении уравнительного тока принято, что он имеет синусоидальную форму и сдвинут на четверть периода в сторону отставания от выпрямленного напряжения. Обычно индуктивность уравнительного реактора выбирают из условия ограничения (бесполезного для нагрузки и паразитного для трансформатора) уравнительного тока на

уровне 1-2 % от номинального значения выпрямленного тока. На третьей временной диаграмме уравнительный ток показан большей величины, чтобы он был заметен на уровне выпрямленного тока на диаграммах анодного и вторичного токов.

На четвертой временной диаграмме приведена кривая анодного тока вентиля VD_1 с учетом пульсаций от уравнительного тока, налагающегося на половину от выпрямленного тока, разделившегося пополам в двух ветвях уравнительного реактора. При этом деление тока в динамике поддерживается за счет напряжения взаимоиндукции уравнительного реактора. Здесь же приведена кривая обратного напряжения на вентиле, имеющая ту же форму, как и у предыдущих выпрямителей трехфазного тока.

После определения формы анодных токов вентилях на первой диаграмме строятся токи во вторичных обмотках трансформатора, которые в однополупериодных схемах выпрямления совпадают с соответствующими анодными токами.

На пятой диаграмме показаны форма напряжения на первичной обмотке фазы A трансформатора и кривая тока i_{1d} , которые можно построить по эмпирическому алгоритму формулы (2.5.2), примененной к двум вторичным токам i_{2a} и i_{2x} одной фазы. При этом пульсации во вторичных токах от уравнительного тока в первичном токе не проявляются, так как они в двух указанных вторичных токах противофазны и в результирующем магнитном потоке стержня магнитопровода отсутствуют.

Расчетные соотношения для основного режима работы выпрямителя – режима двойного трехфазного выпрямления – получают с помощью построенных временных диаграмм токов и напряжений в прежней пятнадцатипятишаговой процедуре анализа.

1. Среднее значение выпрямленного напряжения в этой схеме такое же, как и у половин схемы, поскольку среднее значение напряжения на уравнительном реакторе равно нулю:

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2.$$

2. Среднее значение анодного тока вентиля

$$I_a = \frac{I_d}{2 \cdot 3} = \frac{I_d}{6}.$$

3. Действующее значение анодного тока вентиля, вычисляемое также через скажность по (2.1.5):

$$I_{a,d} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}}, \quad K_{\phi} = \frac{I_{a,d}}{I_a} = \sqrt{3}.$$

4. Максимальное значение анодного тока

$$I_{a \max} = \frac{I_d}{2}, \quad K_a = \frac{I_{a \max}}{I_a} = 3.$$

5. Максимальная величина обратного напряжения на вентиле

$$U_{b \max} = \sqrt{2} \sqrt{3} E_2 = \frac{2\pi}{3} U_2, \quad U_{b \max}^* = \frac{2\pi}{3}.$$

6. Установленная мощность вентилях:
с неполным управлением

$$S_{b1}^* = \frac{S_b}{P_{d0}} = n \frac{U_{b \max} I_a}{P_{d0}} = 6 \frac{2\pi}{3} \frac{1}{6} = \frac{2\pi}{3},$$

с полным управлением

$$S_{b2}^* = n \frac{U_{b \max} I_{a \max}}{P_{d0}} = 6 \frac{2\pi}{3} \frac{1}{2} = 2\pi.$$

7. Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = I_{a,д} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}}.$$

8. Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора в соответствии с (1.1.3)

$$I_1 = \frac{I_d}{2K_T} \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

9. Полная мощность шести вторичных обмоток трансформатора

$$S_2 = 6U_2 I_2 = 6 \frac{2\pi}{3} \frac{1}{\sqrt{6}} U_{d0} \frac{I_d}{2\sqrt{3}} = \frac{2\pi}{3} \frac{1}{\sqrt{2}} P_{d0}, \quad S_2^* = 1,48.$$

10. Полная мощность трех первичных обмоток трансформатора

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3K_T \frac{2\pi}{3} \frac{1}{\sqrt{6}} U_{d0} \frac{I_d}{2K_T} \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{\pi}{3} P_{d0}, \quad S_1^* = 1,045.$$

11. Типовая или установленная мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,26 P_{d0}, \quad S_T^* = 1,26.$$

По сравнению с предыдущими схемами трехфазных выпрямителей здесь еще появился дополнительный элемент – уравнительный реактор, работающий на тройной частоте напряжения (150 Гц). Поскольку реактор, как и трансформатор, – электромагнитные устройства, только с одной обмоткой, затраты на реактор определяются его установленной мощностью, которую можно прибавить к установленной мощности трансформатора при сравнении различных схем выпрямителей. Показано [8], что установленная мощность реактора, работающего на частоте 150 Гц и приведенная (по равенству потерь в магнитопроводе) к частоте работы трансформатора, т. е. 50 Гц, будет

$$S_{y.p} = 0,07P_{d0}, \quad S_{y.p}^* = 0,07.$$

12. Индуктивность сглаживающего реактора определяется по соотношению (2.3.20) в зависимости от требований к качеству выпрямленного тока. Условная установленная мощность сглаживающего реактора вычисляется по (2.3.20) с учетом шестикратности частоты пульсаций выпрямленного напряжения

$$\bar{K}_r = 0,0067, \quad K_p = 5,7\% = 0,057.$$

13. Входной коэффициент мощности выпрямителя

$$\chi = \frac{1}{S_1^*} = 0,955.$$

14. Значение коэффициента преобразования выпрямителя по напряжению, очевидно, аналогично его значению для трехфазного однополупериодного выпрямителя с соединением вторичных обмоток в звезду

$$K_{п.н} = \frac{U_{d0}}{U_1} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} K_T = 1,17 K_T.$$

15. Коэффициент преобразования выпрямителя по току в два раза выше из-за параллельного соединения двух половин схемы

$$K_{п.т} = \frac{I_d}{I_{(1)}} = 2 \sqrt{\frac{3}{2}} K_T \frac{\pi}{3} = 2,56 K_T, \quad K'_{п.т} = \frac{I_d}{I_{(1)}} = 2,45 K_T.$$

На основании полученных результатов расчета и сравнения их с результатами расчета двух предыдущих схем трехфазных выпрямителей можно сделать следующие выводы:

1. Рассматриваемая схема имеет лучшее использование трансформатора по типовой мощности, чем в противопоставляемых схемах.

2. Использование вентиляей по обратному напряжению и установленной мощности во всех трех схемах однополупериодного выпрямления одинаковое. Особенности данной схемы являются в два раза большие значения коэффициента преобразования схемы по току и отношения среднего значения выпрямленного тока к среднему значению анодного тока вентиляей.

3. Качество выпрямленного напряжения здесь существенно выше, чем в предыдущих схемах, из-за меньшей его амплитуды пульсаций (характеризуется показателем K_p) и большей в два раза частоты пульсаций – с трехкратной до шестикратной. Оба этих обстоятельства суммарно характеризуются показателем \bar{K}_r , который здесь в 9 раз меньше по сравнению с трехпульсными выпрямителями. Это означает, что индуктивность сглаживающего реактора и его установленная мощность будут также в это число раз меньше.

Входной коэффициент мощности выпрямителя наивысший среди всех рассмотренных выпрямителей:

$$\chi = \nu_I = \frac{1}{S_I^*} = 0,955,$$

т. е. качество входного тока в энергетическом (а не геометрическом) плане достаточно близко к синусоидальному, у которого $\nu_I = 1$. Действительно, коэффициент гармоник входного тока

$$K_{г.т} = \frac{I_{в.г}}{I_{(1)}^1} = \sqrt{\frac{1}{\nu_I^2} - 1} = 0,3,$$

т. е. доля действующего значения высших гармоник тока равна 30 % от первой гармоники.

Рассмотрим второй режим – режим шестифазного однополупериодного выпрямления. При малых значениях выпрямленного тока невозможно создать требуемый ток намагничивания уравнительного реактора для обеспечения его работы именно как уравнительного. При этом вентили начинают вступать в работу в точках естественного закигания шестифазной звезды вторичных напряжений, объединенной из левой и правой систем трехфазных звезд. Кривой выпрямленного напряжения теперь становится огибающая положительных полувольт шестифазной системы напряжений, среднее значение которого равно

$$U_{d0} = \sqrt{2}U_2 \frac{m_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2} = \sqrt{2}U_2 \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} U_2 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 1,35U_2.$$

По сравнению с режимом двойного трехфазного выпрямления напряжение на выходе выпрямителя возрастает на 15 %.

Из предыдущих расчетных соотношений ввиду малости загрузки выпрямителя током значима только изменившаяся величина максимального обратного напряжения на вентиле, которая теперь равна удвоенному значению амплитуды вторичного напряжения

$$U_{b\max} = 2 \sqrt{2} U_2 = 2\sqrt{2} \frac{2\pi}{3 \sqrt{6}} U_{d0} = \frac{4\pi}{3 \sqrt{3}} U_{d0} = 2,42 U_{d0},$$

т. е. тоже на 15 % больше, чем в основном режиме. Это приводит к такому же увеличению и установленных мощностей вентиляей.

В итоге, как и все однополупериодные схемы выпрямления, эта схема также применяется при низких значениях выпрямленного напряжения, но больших значениях выпрямленного тока, поскольку здесь выпрямленный ток складывается из анодных токов шести вентиляей (а не трех, как во всех рассматриваемых базовых выпрямителях трехфазного напряжения). При этом надо иметь в виду возможность возрастания напряжения на выходе выпрямителя на 15 % в режимах, близких к холостому ходу.

2.8. ВЫПРЯМИТЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА ПО МОСТОВОЙ СХЕМЕ ($m_1 = m_2 = 3, q = 2$)

Двухполупериодные схемы выпрямления, характеризующиеся переменным током во вторичных обмотках трансформатора, значительно менее критичны к соединению первичных и вторичных обмоток трансформатора. Наиболее распространено соединение первичных и вторичных обмоток трансформатора в звезду (рис. 2.8.1, а).

Для облегчения анализа новой схемы двухполупериодного выпрямления опять (как и разд. 2.6) воспользуемся приемом сведения новой схемы к уже известной. Условно мостовой выпрямитель можно изобразить в виде последовательного соединения двух нулевых схем выпрямления, расщепив вторичные обмотки трансформатора, как показано на рис. 2.8.1, б. Одна нулевая схема образована катодной группой вентиляей (плюс) и нулевой точкой вторичных обмоток трансформатора, соединенных в звезду (минус). Вторая нулевая схема образована анодной группой вентиляей (минус) и опять нулевой точкой тех же вторичных обмоток трансформатора (плюс).

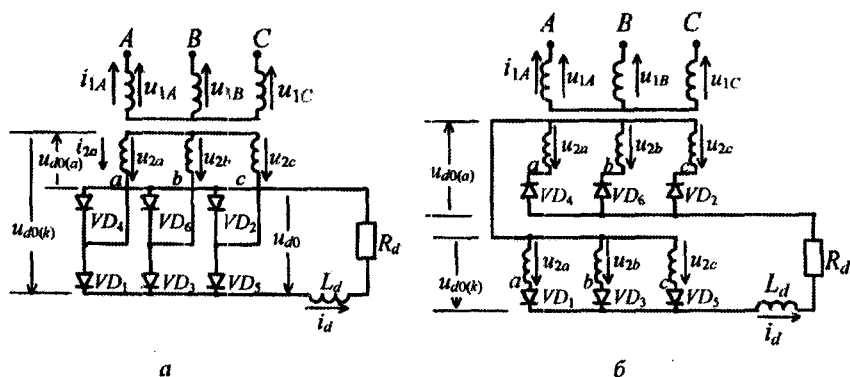


Рис. 2.8.1

Цель анализа остается прежней, как и во всех базовых схемах выпрямления: изучить свойства схемы и по ним определить рациональные области ее применения. Методика двухэтапного анализа также остается прежней.

На рис. 2.8.2 показаны временные диаграммы напряжений и токов схемы. На первой диаграмме представлена трехфазная система напряжений вторичных обмоток трансформатора. Здесь же размечены интервалы проводимости вентилей катодной и анодной групп, а также приведены кривые выпрямленных напряжений этих групп $u_{d(k)}$, $u_{d(a)}$ относительно нулевой точки вторичных обмоток. Видно, что в любой момент времени работают один вентиль из катодной группы и один из анодной.

На второй диаграмме представлены кривые выпрямленных напряжения u_d и тока i_d . Сложение двух трехпульсных выпрямленных напряжений $u_{d(k)}$ и $u_{d(a)}$, у которых пульсации сдвинуты на половину своего периода, дает шестипульсную кривую выпрямленного напряжения u_{d0} . В отличие от нулевых схем выпрямителей, где выпрямляются фазные напряжения, в мостовой схеме, как видно из диаграммы, выпрямляются межфазные, т. е. линейные, напряжения.

На третьей диаграмме приведена кривая напряжения u_{Ld} на сглаживающем реакторе.

На четвертой диаграмме приведены кривая анодного тока вентиля и кривая обратного напряжения на нем, построенные по той же методике, что и в нулевых схемах. Зная форму анодных токов вентилей, можно построить токи во всех вторичных обмотках трансформатора. Так, ток i_{2a} во вторичной обмотке фазы a трансформатора равен алгебраической сумме анодных токов i_{a1} и i_{a4}

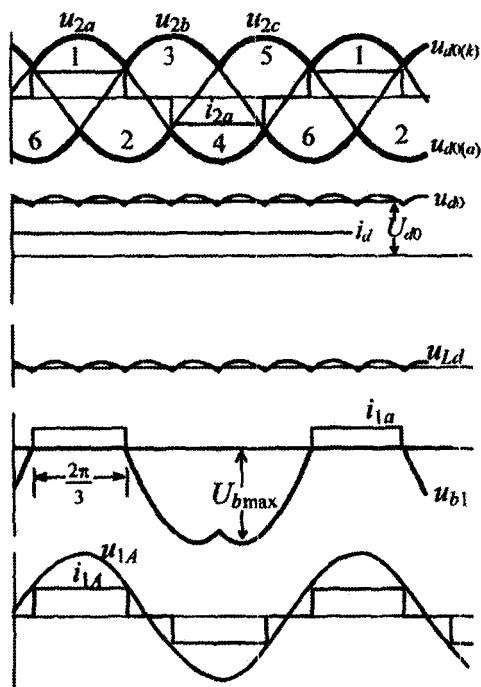


Рис. 2.8.2

(с учетом их направления), протекающих по обмотке соответственно в положительную и отрицательную полуволны вторичного напряжения в согласии с определением двухполупериодного выпрямления, как показано на первой диаграмме.

На пятой диаграмме приведены кривые напряжения u_{1A} первичной обмотки фазы *A*, задаваемого сетью, и тока этой же обмотки i_{1A} . Ток во вторичной обмотке трансформатора чисто переменный (без постоянной составляющей), он трансформируется с той же формой в первичную обмотку. Строгое обоснование этого результата опять можно сделать с помощью составления уравнений для намагничивающих сил трансформатора по второму закону Кирхгофа для магнитных цепей.

Пользуясь соответствующими аналогиями процессов в данном и в ранее рассмотренном выпрямителе трехфазного тока, нетрудно получить необходимые расчетные соотношения, применяя пятнадцатипятишаговую процедуру расчета.

1. Среднее значение выпрямленного напряжения в мостовой схеме в два раза больше, чем в нулевой:

$$U_{d0} = 2 \frac{3 \sqrt{6}}{2\pi} U_2 = \frac{3 \sqrt{6}}{\pi} U_2 = 2,34 U_2.$$

2, 3, 4. Среднее, действующее и максимальные значения тока вентилей такие же, как в нулевой схеме:

$$I_a = \frac{I_d}{3}, \quad I_{ад} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}, \quad I_{a \max} = I_d.$$

5. Относительная величина максимального обратного напряжения на вентиле здесь в два раза меньше (из-за возрастания в два раза выпрямленного напряжения):

$$U_{b \max}^* = \frac{U_{d \max}}{U_{d0}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} U_2 \pi}{3 \sqrt{6} U_2} = \frac{\pi}{3} = 1,045.$$

6. Установленная мощность вентилей:
с неполным управлением

$$S_{b1}^* = n \frac{I_a U_{b \max}}{P_{d0}} = 6 \frac{I_d \pi U_{d0}}{3 \cdot 3 P_{d0}} = \frac{2\pi}{3};$$

с полным управлением

$$S_{b2}^* = n \frac{I_{a \max} U_{b \max}}{P_{d0}} = 6 \frac{I_d \pi U_{d0}}{3 P_{d0}} = 2\pi.$$

7, 8. Одинаковая форма токов в первичных и вторичных обмотках трансформатора (с точностью до K_T) означает подобие и расчетных соотношений для действующих значений этих токов с учетом (1.1.3.):

$$I_1 = \frac{I_2}{K_T} = \frac{I_d}{K_T} \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

9, 10, 11. Тождественность форм напряжений на первичной и вторичной сторонах трансформатора и форм токов в них означает равенство полных мощностей обмоток первичной и вторичной сторон:

$$S_2^* = S_1^* = S_T^* = \frac{3 U_2 I_2}{P_{d0}} = 3 \frac{\pi \sqrt{2}}{3 \sqrt{6} \sqrt{3}} = \frac{\pi}{3} = 1,045.$$

12. Качество выпрямленного напряжения здесь такое же, как и предыдущей шестипульсной схеме выпрямления с уравнительным реактором:

$$\bar{K}_r = 0,0067, \quad K_n = 0,057.$$

13. Входной коэффициент мощности выпрямителя здесь также высок:

$$\chi = \frac{1}{S_1^*} = 0,955.$$

14. Коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению здесь в два раза выше:

$$K_{п.н} = \frac{U_{d0}}{U_1} = 2,34 K_T.$$

15. Коэффициент преобразования выпрямителя по току

$$K_{п.т} = \frac{I_d}{I_{1(1)}} = \sqrt{\frac{3}{2}} K_T \frac{\pi}{3} = 1,282 K_T,$$

$$K'_{п.т} = \frac{I_d}{I_1} = 1,225 K_T.$$

При сравнении полученных результатов и результатов анализа рассмотренных ранее выпрямителей трехфазного тока можно сделать следующие выводы.

1. Мостовая схема выпрямления трехфазного тока имеет наилучшее использование установленной мощности трансформатора среди всех схем.

2. Качество выходных напряжения и тока выпрямителя здесь такое же, как и у шестипульсной схемы с уравнительным реактором.

3. Использование вентилей по обратному напряжению в двухполупериодной (мостовой) схеме выпрямления в два раза лучше, чем во всех однополупериодных (нулевых) схемах выпрямления трехфазного тока, что аналогично ситуации с однополупериодными и двухполупериодными схемами выпрямления однофазного тока.

4. Мостовая схема отличается протеканием выпрямленного тока через два последовательно включенных вентиля, вследствие чего имеют место двойные потери напряжения и мощности в вентилях по сравнению с однополупериодными схемами выпрямления.

Таким образом, совокупность достоинств трехфазной мостовой схемы выпрямления делает ее прима-схемой среди всех схем

выпрямления и обеспечивает ей преимущественное применение, кроме случаев с малыми значениями выпрямленного напряжения и очень большими значениями выпрямленного тока.

Результатирующая таблица свойств базовых схем выпрямителей приведена в разд. 4.1.

2.9. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ. РЕГУЛИРОВОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Управляемый выпрямитель – это базовый выпрямитель, выполненный на управляемых вентилях. Возможны два способа регулирования среднего значения выпрямленного напряжения в выпрямителях на неполностью управляемых вентилях: фазовое регулирование, релейное регулирование.

2.9.1. ФАЗОВОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ

При фазовом регулировании изменение угла регулирования управляемых вентилях в базовых схемах выпрямления дает возможность регулирования среднего значения выпрямленного напряжения. Целью анализа является нахождение зависимости среднего значения выпрямленного напряжения от параметров управления.

Кривая выпрямленного напряжения в общем случае m_2 -фазного выпрямителя показана на первой диаграмме рис. 2.9.1, кривые

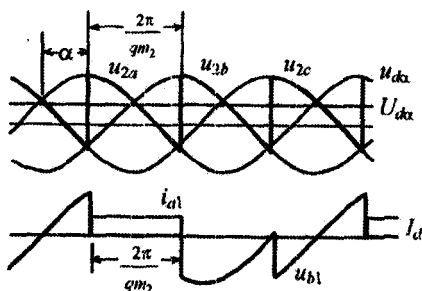


Рис. 2.9.1

анодного тока вентиля и обратного напряжения на нем приведены на второй диаграмме. Из анализа этих диаграмм следует, что достоинство управляемого выпрямителя, связанное с возможностью регулирования выходного напряжения, сопровождается тремя неблагоприятными обстоятельствами.

1. Регулирование среднего значения выпрямленного напряжения достигается за счет деформации (искажения) формы мгновенной кривой выпрямленного напряжения, т. е. связано с ухудшением качества выпрямленного напряжения (количественное увеличение K_{Γ} и \bar{K}_{Γ} будет показано в разд. 3.7) и, как следствие, приводит к увеличению индуктивности сглаживающего реактора.

2. Увеличение угла регулирования α при снижении выпрямленного напряжения сопровождается таким же увеличением сдвига фазного тока относительно переменного напряжения на входе выпрямителя. Аналогично смещаются по фазе и токи обмоток трансформатора, которые при построении определялись через анодные токи вентилей. А отстающие по фазе токи относительно напряжения (как и отстающие в обществе от лидера люди) снижают свою полноту «работоспособность», так как при этом уменьшается в функции косинуса угла сдвига передаваемая активная мощность в соответствии с (1.2.8). Количественная оценка влияния регулирования на входной коэффициент мощности дана в п. 3.10.2.

3. После приложения к вентилю обратного напряжения, в течение которого он должен восстановить свои управляющие свойства, к нему прикладывается прямое напряжение. При этом вентиль должен оставаться закрытым до момента подачи на его управляющий электрод сигнала на включение вентиля.

Определим количественную зависимость среднего значения выпрямленного напряжения идеального выпрямителя $U_{d\alpha 0}$ от угла регулирования α , которая называется *регулировочной характеристикой* управляемого выпрямителя. В соответствии с диаграммой $u_{d\alpha}$, приведенной на рис. 2.9.1, имеем

$$U_{d\alpha 0} = \left(\frac{2\pi}{qm_2} \right)^{-1/qm_2} \int_{\frac{\pi}{qm_2}}^{\pi} \sqrt{2}U_2' \cos \vartheta \, d\vartheta = \sqrt{2}U_2' \frac{\sin \frac{\pi}{qm_2}}{\frac{\pi}{qm_2}} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha,$$

где
$$U_2' = \begin{cases} U_2 & \text{при } q=1, \\ \sqrt{3}U_2 & \text{при } q=2. \end{cases} \quad (2.9.1)$$

Отношение среднего значения выпрямленного напряжения управляемого выпрямителя к среднему значению выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя называется *степенью регулирования выпрямленного напряжения* и обозначается C_p . Тогда уравнение регулировочной характеристики в относительных единицах имеет вид

$$C_p = \frac{U_{d\alpha 0}}{U_{d0}} = \cos \alpha. \quad (2.9.2)$$

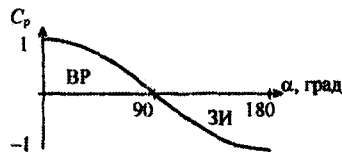


График этой зависимости показан на рис. 2.9.2.

Рис. 2.9.2

При $0 < \alpha < 90^\circ$ имеет место выпрямительный режим (ВР) работы схемы на идеальных элементах, при $90 < \alpha < 180^\circ$ – режим зависящего инвертирования (ЗИ), который будет рассмотрен в п. 3.3.4.

2.9.2. РЕЛЕЙНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ

Второй способ регулирования среднего значения напряжения на выходе выпрямителя обеспечивается *релейным (циклическим) алгоритмом управления*. При этом напряжение на выходе выпрямителя за период управления (период цикла) принимает два значения: максимальное выпрямленное (при $\alpha = 0$) или нулевое значение, как показано на временной диаграмме рис. 2.9.3 для двухпульсного выпрямителя. В случае выполнения выпрямителя по однополупериодной (нулевой) схеме выпрямления нулевое значение выпрямленного напряжения при сохранении возможности протекания в нагрузке неизменного выпрямленного тока ($X_d = \infty$) обеспечивается добавлением на выход выпрямителя нулевого вентиля, аналогично тому, как показано на рис. 2.2.2, а. В случае выполнения выпрямителя по двухполупериодной (мостовой) схеме

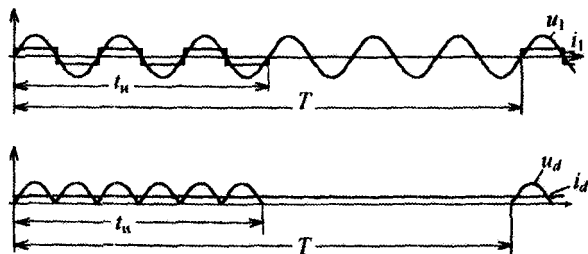


Рис. 2.9.3

функцию нулевого вентиля выполняют два последовательных вентиля одного плеча мостовой схемы (см. п. 13.1.5).

Среднее значение выпрямленного напряжения регулируется при этом изменением соотношения длительности наличия напряжения на нагрузке с длительностью периода T (цикла). Регулирующая характеристика очевидным способом выражается через скважность (см. уравнение (2.1.5))

$$C_p = \frac{t_u}{T}. \quad (2.9.3)$$

Степень регулирования выпрямленного напряжения является линейной функцией управления.

По сравнению с рассмотренным выше фазовым способом регулирования выпрямленного напряжения релейный способ имеет то преимущество, что входной ток выпрямителя всегда находится в фазе с напряжением сети и реактивная мощность сдвига выпрямителя равна нулю. Вследствие этого повышается и входной коэффициент мощности, который с учетом (2.9.3) теперь будет равен

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = \frac{E_{d0} I_d}{U_1 I_1} = \frac{C_p E_{d0} I_d}{U_1 \frac{I_d}{K_T} \sqrt{t_u} / T} = K_T = K_{п.н} \sqrt{C_p}. \quad (2.9.4)$$

Недостаток этого способа управления – появление *субгармоник* (гармоник более низкой частоты, чем обычные) в выпрямленном напряжении и первичном токе, что обусловлено существенным увеличением периода всех электромагнитных процессов в схеме с обычным значением T_1 / p для выпрямленного напряжения и T_1 – для входного тока до периода цикла T , который значительно больше периода сетевого напряжения T_1 . Для сохранения малых пульсаций в выпрямленном токе электромагнитная постоянная цепи нагрузки (с фильтром) должна быть, в свою очередь, существенно больше периода цикла T .

Таким образом, релейное управление как более простое применимо, когда нагрузкой выпрямителя являются обмотки электромагнитов, электрических машин, имеющие соответствующую электромагнитную инерционность.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие элементы содержит блок-схема управляемого выпрямителя?
2. Какой режим работы выпрямителя называется режимом прерывистого тока нагрузки?
3. Какими мерами можно уменьшить зону прерывистых токов в выпрямителе?
4. Чем отличаются двухполупериодные схемы выпрямления от однополупериодных?
5. В какой схеме выпрямления однофазного напряжения лучше используются вентили: а) по обратному напряжению, б) по анодному току?
6. Как обстоит дело с наличием вынужденного подмагничивания сердечника трансформатора однонаправленным потоком в выпрямителях однофазного напряжения?
7. По какому критерию разграничиваются зоны применения выпрямителей трехфазного тока со схемами соединения обмоток Δ / λ_0 и λ / λ_0 ?
8. Как обстоит дело с наличием подмагничивания сердечника трансформатора однонаправленным потоком в шестипульсных выпрямителях трехфазного тока?

9. Как обстоит дело с наличием подмагничивания сердечника трансформатора однонаправленным потоком в трехпульсных выпрямителях трехфазного тока?

10. Когда рационально применение выпрямителя трехфазного тока с уравнительным реактором?

11. Когда рационально применение трехфазной мостовой схемы выпрямления?

12. От какого момента времени отсчитывается угол регулирования α и почему?

13. Какие новые качества присущи управляемому выпрямителю по сравнению с неуправляемым?

14. Что определяет регулировочная характеристика управляемого выпрямителя? В каком диапазоне надо варьировать угол регулирования α для изменения выпрямленного напряжения от максимального до нуля?

15. В чем отличие релейного способа регулирования выпрямленного напряжения от фазового?

УПРАЖНЕНИЯ

1. Рассчитать параметры диодов в однофазной мостовой бестрансформаторной схеме выпрямления при $X_d = \infty$ и $R_d = 20$ Ом.

2. Рассчитать параметры диодов в однофазной мостовой бестрансформаторной схеме выпрямления при $X_d = 0$ и $R_d = 20$ Ом.

3. Построить кривую входного тока выпрямителя (см. упражнение 1) и рассчитать его входной коэффициент мощности.

4. По какой схеме необходимо выполнить выпрямитель с $U_{\omega 0} = 500$ В и $R_d = 100$ Ом? Какова будет типовая мощность трансформатора при $X_d = \infty$ и $X_d = 0$?

5.* Построить кривую выпрямленного напряжения трехпульсного выпрямителя с $X_d = \infty$ при невключении (обрыве) одного диода и определить среднее значение напряжения.

6. Построить кривую тока, потребляемого трехпульсным выпрямителем из сети при соединении обмоток трансформатора Δ/λ_0 .

7.* Рассчитать коэффициент гармоник выпрямленного напряжения шестипульсного выпрямителя.

8.* Рассчитать величину первой гармоники уравнительного напряжения по отношению к среднему значению выпрямленного напряжения в схеме с уравнительным реактором.

9. Рассчитать коэффициент искажения выпрямленного напряжения управляемого двухпульсного выпрямителя.

10. Рассчитать значение угла регулирования управляемого выпрямителя для снижения напряжения в 10 раз.

11.* Рассчитать коэффициент искажения тока однофазной сети при релейном регулировании выпрямленного напряжения.



Глава 3

ТЕОРИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПОСТОЯННЫЙ С УЧЕТОМ РЕАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Прошла любовь, явилась муза,
И прояснился темный ум.

А. С. Пушкин

Глава посвящена теории преобразования электрической энергии в режимах управляемого выпрямления и зависимого инвертирования в базовых схемах, рассмотренных в предыдущей главе, с учетом уже реальных параметров элементов преобразователей.

Реальные параметры трансформатора определяют реальную внешнюю характеристику выпрямителя (разд. 3.1). Реальные параметры фильтра в звене постоянного тока преобразователя с учетом наличия противоЭДС в нагрузке порождают возможные реальные режимы в звене постоянного тока – прерывистый ток или непрерывный пульсирующий (разд. 3.2). Работа выпрямителя на конденсаторный фильтр в пределе сводится к работе на противоЭДС (разд. 3.3). В разд. 3.4 рассмотрена специфика перехода преобразователя от режима управляемого выпрямления к режиму зависимого инвертирования. В следующих шести разделах рассмотрены общие закономерности изучаемых преобразователей: для мгновенных первичных токов, их спектров, спектров выпрямленного и инвертируемого напряжений, оптимального числа фаз трансформатора, для влияния коммутации на процессы в трансформаторе, КПД и коэффициента мощности преобразователей. Разделы 3.11 и 3.12 посвящены схемам выпрямителей на полностью управляемых вентилях и реверсивных вентильных преобразователях соответственно. В разд. 3.13 рассмотрена ставшая актуальной в последнее время проблема обратного влияния вентильных преобразователей на питающую сеть.

3.1. ПРОЦЕСС КОММУТАЦИИ В УПРАВЛЯЕМОМ ВЫПРЯМИТЕЛЕ С РЕАЛЬНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ. ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

В выпрямителях на идеальных элементах, рассмотренных предыдущей главе, процесс коммутации тока, т. е. переход тока фазы трансформатора с вентилем, заканчивающим работу, в фазу трансформатора с вентилем, вступающим в работу, осуществлялся мгновенно, что сопровождалось скачком тока. В реальных цепях всегда имеется индуктивность (внесенная или собственная), в которой невозможны скачки тока, а значит, невозможна и мгновенная коммутация. Очевидно, реальный трансформатор будет заметно влиять на коммутацию своими реактивными сопротивлениями, что здесь и является задачей нашего анализа.

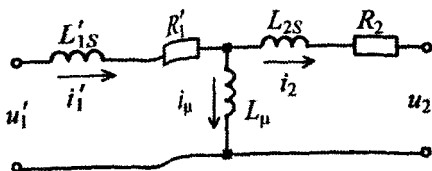


Рис. 3.1.1

Известная Т-образная схема замещения трансформатора представлена на рис. 3.1.1.

В отличие от энергетиков, которые приводят параметры трансформатора к первичной, т. е. сетевой, обмотке, в пре-

образовательной технике необходимо приведение параметров схемы замещения ко вторичной обмотке. Это связано с обратным направлением в построении электромагнитных процессов в трансформаторе выпрямителя: сначала, как было показано, строятся токи во вторичных обмотках трансформатора, а только затем — в первичных.

Прямое использование полной Т-образной схемы замещения трансформатора с тремя индуктивностями в расчетной модели выпрямителя настолько усложнит анализ (в п. 1.2.1 сделан учет всего одной индуктивности), что в аналитическом виде расчет станет практически невозможным. Поэтому необходимо разумное, в соответствии с целями анализа, упрощение схемы замещения. Профессиональное искусство специалиста и состоит в способности нахождения допустимого упрощения математической модели задачи, сам же расчет после этого носит в основном технический характер и с привлечением средств вычислительной техники становится доступным всем. А вот упрощение основано на четком понимании физики процессов, разделении их на значимые и мало значимые для целей анализа.

Процесс коммутации тока в трансформаторе выпрямителя сопровождается отключением и подключением вторичных обмоток трансформатора к нагрузке, первичные обмотки трансформатора все время остаются подключенными к питающей сети. Значит, изменения основного магнитного потока в трансформаторе при коммутации практически не происходит, да и величина намагничивающего тока мощного трансформатора i_{μ} составляет несколько процентов от тока, обусловленного нагрузкой. Поэтому индуктивность намагничивания L_{μ} из схемы замещения можно на этом этапе исключить. В результате первого шага упрощения приходим к схеме замещения с одной индуктивностью L_a , равной сумме индуктивностей рассеивания приведенной первичной и вторичной обмоток трансформатора, и одним активным сопротивлением R , также равным сумме активных сопротивлений приведенных первичной и вторичной обмоток. Индуктивность рассеивания трансформатора, приведенную ко вторичной (анодной) обмотке трансформатора выпрямителя, называют *анодной индуктивностью*.

Необходимость второго шага в упрощении расчетной схемы замещения трансформатора связана с тем обстоятельством, что расчетные соотношения в LR -цепи с вентилем, как видно из п. 1.2.1, имеют трансцендентный характер, что не позволяет получить конечные аналитические соотношения. Поэтому, зная из опыта, что реактивное сопротивление рассеивания трансформаторов средней и большой мощности в 3...5 раз больше активного сопротивления обмоток, последним можно пренебречь. Поскольку влияние L_a на выпрямленное напряжение через коммутацию на уровне нескольких процентов, влияние R_a будет на уровне одного процента и сделанное второе упрощение также обоснованно.

Таким образом, оценку влияния реального трансформатора РТ на процесс коммутации токов в выпрямителе сделаем заменой реального трансформатора на совокупность идеального трансформатора ИТ (как в прежней модели, см. гл. 2) и суммарной индуктивности рассеивания обмоток, приведенной ко вторичной стороне (L_a), как показано на рис. 3.1.2.

На рис. 3.1.3 приведена схема управляемого выпрямителя, у которого реальные параметры трансформатора учтены включением реактивных сопротивлений $X_a = \omega L_a$ во вторичные обмотки. Вентили и сглаживающий реактор по-прежнему считаем идеальными, чтобы выяснить влия-

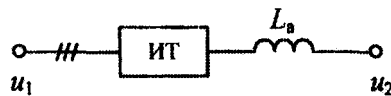


Рис. 3.1.2

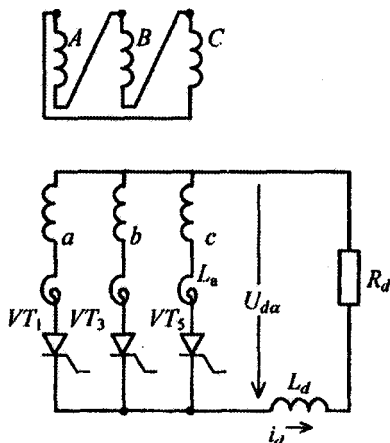


Рис. 3.1.3

ние в чистом виде одного нового элемента — X_a . Очевидно, что теперь при включении очередного вентиля, например VD_3 , то в нем будет нарастать с конечной скоростью, а в вентиле VD_1 выходящем из работы, спадать также с конечной скоростью. Значит, на время коммутации тока из напряжения фазы U_{2b} , X_a , вентилей VD_3 и VD_1 , напряжения фазы U_{2a} и ее X_a образуется контур коммутации.

В общем случае контур коммутации — это замкнутый контур, образованный ветвью вентилем, вступающим в работу, и ветвью с вентилем, выходящим из работы. В контуре коммутации обязательно наличие источника (коммутационного) напряжения. Если им является напряжение питающей сети (или приемной сети в случае зависимого инвертора, см. п. 3.3.4), то такая коммутация называется *естественной*.

Дифференциальное уравнение для тока в контуре коммутации i_k имеет вид

$$2X_a \frac{di_k}{d\vartheta} = u_{2a} - u_{2b}. \quad (3.1.1)$$

Вектор межфазного напряжения $U_{2к}$ в m_2 -фазной системе, под действием которого идет коммутационный процесс, определяется по векторной диаграмме, приведенной на рис. 3.1.4. Тогда решение уравнения (3.1.1) для тока коммутации, совпадающего с анодным током вентиля, вступающего в работу при условии помещения начала отсчета времени в точку естественного зажигания, имеет вид

$$\begin{aligned} i_k = i_{a3} &= \frac{1}{X_a} \int \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m_2} \sin \vartheta d\vartheta = \\ &= -\frac{\sqrt{2} U_2}{X_a} \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \vartheta + C_1. \end{aligned} \quad (3.1.2)$$

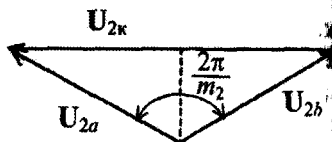


Рис. 3.1.4

Постоянная интегрирования C_1 определяется из начального условия $i_{a3} = 0$ при $\vartheta = \alpha$:

$$C_1 = \frac{\sqrt{2}U_2}{X_a} \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \alpha. \quad (3.1.3)$$

С учетом этой постоянной решение (3.1.2) принимает вид

$$i_{a3} = \frac{\sqrt{2}U_2 \sin(\pi/m_2)}{X_a} (\cos \alpha - \cos \vartheta). \quad (3.1.4)$$

Длительность процесса коммутации определяется из условия достижения током вентиля VD_3 , вступающего в работу, тока I_d , при этом ток вентиля, выходящего из работы, спадает до нуля, так как при идеальном фильтре

$$i_{a1} + i_{a3} = i_d = I_d \quad (3.1.5)$$

и контур коммутации разомкнется. Интервал (относительного) времени, в течение которого в контуре коммутации проводят ток оба вентиля, участвующие в коммутации, называется *углом коммутации* и обозначается через γ . Условие $i_{a3} = I_d$ при $\vartheta = \alpha + \gamma$ подставляется в уравнение (3.1.4):

$$I_d = \frac{\sqrt{2}U_2 \sin \pi/m_2}{X_a} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)], \quad (3.1.6)$$

и отсюда получается формула для расчета угла коммутации

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{I_d X_a}{\sqrt{2}U_2 \sin(\pi/m_2)} \right] - \alpha. \quad (3.1.7)$$

Таким образом, определены законы изменения токов вентиля, вступающего в работу (3.1.4), и вентиля, выходящего из работы (3.1.5), на интервале коммутации, а также длительность интервала. Характер изменения мгновенного значения выпрямленного напряжения на интервале коммутации $u_{d\gamma}$, когда ток проводят две фазы трансформатора, здесь — u_{2a} и u_{2b} , находим методом наложения, полагая цепь нагрузки источником тока I_d :

$$u_{d\gamma} = \frac{u_{2a} + u_{2b}}{2}. \quad (3.1.8)$$

Выпрямленное напряжение на интервале γ строится как полусумма фазных напряжений трансформатора, участвующих в коммутации.

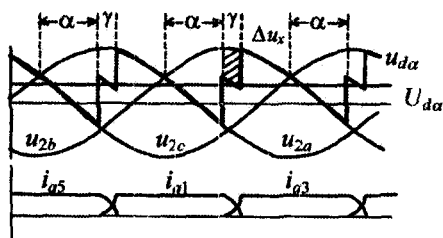


Рис. 3.1.5

го напряжения совпадает с кривой вторичного напряжения трансформатора, несмотря на наличие в анодной цепи вентиля индуктивности L_a . Напряжение самоиндукции в цепи от протекания тока i_d равно нулю, так как производная идеально сглаженного выпрямленного тока также равна нулю.

Из диаграммы видно, что реальная коммутация токов привела к потере площадки под кривой выпрямленного напряжения на величину коммутационного падения напряжения ΔU_x (заштрихована на диаграмме). Это означает уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения, которое теперь становится зависящим от угла коммутации γ , а значит, в соответствии с (3.1.7) и от среднего значения выпрямленного тока при постоянном угле регулирования α . Эта зависимость $U_{da} = f(I_d)\alpha = \text{const}$ называется *внешней характеристикой выпрямителя*. (Слово «внешняя» — мнемоническая подсказка местонахождения цепи нагрузки, подключаемой извне выпрямителю.) Уравнение внешней характеристики выпрямителя записывается из очевидного соображения: напряжение на выходе выпрямителя при наличии нагрузки равно разности напряжения его холостого хода U_{da0} и падения напряжения в выпрямителе ΔU_x при появлении тока нагрузки:

$$U_{da} = U_{da0} - \Delta U_x = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_x, \quad (3.1.8)$$

где ΔU_x — среднее значение коммутационного падения напряжения, которое в общем случае равно

$$\begin{aligned} \Delta U_x &= \frac{1}{2\pi/qm_2} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \Delta u_x d\vartheta = \frac{1}{2\pi/qm_2} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} X_a \frac{di_{a3}}{d\vartheta} d\vartheta = \\ &= \frac{1}{2\pi/qm_2} \int_0^{I_d} x_a di_{a3} = \frac{X_a I_d}{2\pi/qm_2}. \end{aligned} \quad (3.1.10)$$

На рис. 3.1.5 приведен временные диаграммы выпрямленного напряжения u_{da} и анодных токов вентилей с учетом коммутации.

Характерно, что на внекоммутационном интервале, т.е. на интервале с одним проводящим вентилем, мгновенная кривая выпрямленного

После подстановки (3.1.10) в (3.1.9) получаем в явной форме уравнение внешней характеристики выпрямителя с учетом коммутации

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - I_d \frac{X_a}{2\pi / qm_2}. \quad (3.1.11)$$

Примечательно, что внешние характеристики, являющиеся прямыми линиями, для различных значений угла регулирования α идут параллельно, так как коммутационное падение напряжения ΔU_x от него не зависит. Графики внешних характеристик показаны на рис. 3.1.6.

Другой характерный результат состоит в том, что влияние индуктивности L_a через процесс коммутации на среднее значение выпрямленного напряжения формально аналогично влиянию эквивалентного внутреннего квазиактивного сопротивления $R_{в.з}$:

$$R_{в.з} = \frac{X_a}{2\pi / qm_2}. \quad (3.1.12)$$

Это позволяет представить выпрямитель по выходу схемой замещения, содержащей генератор постоянного напряжения величины $U_{d0} \cos \alpha$ и последовательно включенное с ним квазиактивное сопротивление $R_{в.з}$ (рис. 3.1.7).

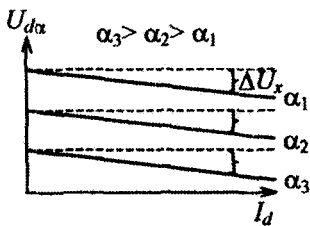


Рис. 3.1.6

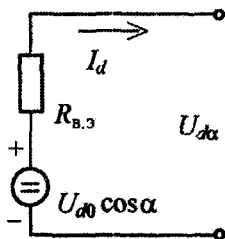


Рис. 3.1.7

Сопротивление названо квазиактивным потому, что, несмотря на падение на нем напряжения, равного ΔU_x , потеря активной мощности в нем нет, как нет ее и в самом коммутационном процессе, обусловленном реактивностью L_a .

В то же время полученный результат (3.1.12) подсказывает нам, что имеющиеся активные сопротивления в контуре протекания то-

ка внутри выпрямителя до внешних зажимов окажут на выпрямленное напряжение такое же влияние, как и квазиактивное внутреннее эквивалентное сопротивление $R_{в.з}$. Это позволяет объединить в суммарное внутреннее сопротивление выпрямителя $R_{в}$ активные сопротивления обмоток трансформатора, приведенные ко вторичной стороне ($R_1' + R_2$), динамическое сопротивление вентиля в прямом направлении $R_{дин}$, активное сопротивление обмотки сглаживающего реактора выходного фильтра $R_{ф}$, а также $R_{в.з}$:

$$R_{в} = R_{в.з} + R_1' + R_2 + R_{дин} + R_{ф}. \quad (3.1.13)$$

С учетом этого обобщенное уравнение внешней характеристики получает вид

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - I_d \left(\frac{X_a}{2\pi / qm_2} + qR_1' + qR_2 + qR_{дин} + R_{ф} \right) - q\Delta U_0. \quad (3.1.14)$$

Здесь последнее слагаемое учитывает второй параметр реальной вентили в проводящем состоянии – напряжение отсечки прямого вольт-амперной характеристики ΔU_0 .

Для электроэнергетиков более привычным является такой параметр трансформатора, как *напряжение его короткого замыкания* $U_{1к} \%$, а не индуктивное сопротивление рассеивания трансформатора, приведенное ко вторичной стороне X_a . Эти два параметра связаны очевидной формулой:

$$X_a = \frac{X_{1к}}{K_T^2} = \frac{U_{1ном}}{I_{1ном} K_T^2} \frac{U_{1к} \%}{100} = \omega L_a. \quad (3.1.15)$$

Таким образом, на втором этапе анализа – исследовании выпрямителя с реальными элементами – учтены реальные параметры трансформатора, вентиля, выходного фильтра (кроме допущения $L_d = \infty$), которые, углубив результаты первого этапа анализа с идеальными элементами, расширили границы применения теории для задач практики. Осталось снять последнее допущение и выяснит влияние конечного значения индуктивности в цепи нагрузки. Прежде всего на две основные для пользователя характеристики выпрямителя – внешнюю и регулировочную. Это и будет сделано в следующем разделе.

3.2. РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА ПРОТИВОЭДС ПРИ КОНЕЧНОМ ЗНАЧЕНИИ СГЛАЖИВАЮЩЕЙ ИНДУКТИВНОСТИ

Работа выпрямителя на противоЭДС в цепи нагрузки является самым распространенным случаем реальных нагрузок. Такими нагрузками, содержащими противоЭДС, являются:

- 1) якорная цепь машины постоянного тока, содержащая в схеме замещения кроме RL -параметров якорной обмотки еще и ЭДС вращения машины;
- 2) аккумуляторы, замещаемые источником ЭДС с малым активным внутренним сопротивлением;
- 3) гальванические ванны в химическом и металлургическом производствах, имеющие встречную ЭДС раствора или расплава;
- 4) электрические дуги сварки, газоразрядных приборов освещения, плазменных установок и т.п.

Условно к такому режиму можно отнести работу выпрямителя и на активно-индуктивную нагрузку (обмотки возбуждения электрических машин, обмотки реле и т.д.) на этапе спада тока в обмотке (гашение поля обмотки). При этом энергия магнитного поля обмотки возвращается (рекуперирует) в питающую сеть. Выпрямитель имеет также собственную внутреннюю противоЭДС в соответствии с (3.1.14), равную $q\Delta U_0$, которая оказывает значительное влияние на выпрямленный ток при малых величинах выпрямленного напряжения (низковольтные выпрямители или регулируемые до малых напряжений выпрямители с высоким номинальным выпрямленным напряжением).

Модельная схема управляемого выпрямителя, охватывающая все указанные случаи, приведена на рис. 3.2.1.

Задачей данного раздела является рассмотрение влияния конечного значения индуктивности в цепи нагрузки L_d на две основные характеристики выпрямителя: внешнюю и регулировочную. При необходимости результат анализа электромагнитных процессов в этой модели можно распространить и на изучение влияния конечного значения L_d на процессы в других цепях, помимо выходной, по той методике, которая была использована выше при анализе базовых ячеек выпрямления.

При конечном значении индуктивности в цепи нагрузки мо-

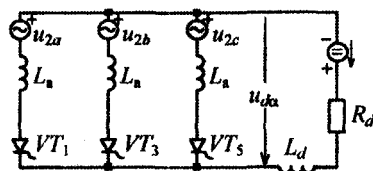


Рис. 3.2.1

жет появляться качественно новый режим работы выпрямителя — режим *прерывистого выпрямленного тока*, как это было отмечено в разд. 2.2. Поэтому последовательно проведем анализ режимов прерывистого тока, граничного предельно-непрерывного тока, не прерывного тока.

3.2.1. РЕЖИМ ПРЕРЫВИСТОГО ТОКА ($\lambda < 2\pi/qm_2$)

Вспользуемся временными диаграммами выпрямленного напряжения и тока, приведенными на рис. 3.2.2 для качественного анализа электромагнитных процессов.

В этом режиме ток проводящего вентиля спадает до нуля раньше, чем импульс управления поступает на следующий вентиль, и в выпрямленном токе образуется нулевая пауза. Поодиночная работа всех вентилях означает независимость их режимов друг от друга, поэтому схема замещения любого выпрямителя на интервале проводящего состояния вентиля имеет вид, показанный на рис. 3.2.3.

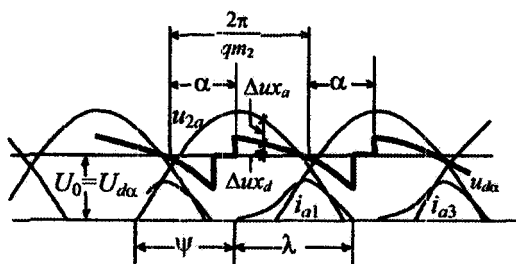


Рис. 3.2.2

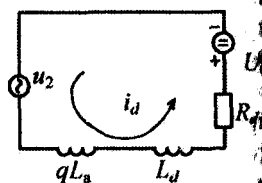


Рис. 3.2.3

Здесь в сопротивление R_d можно объединить при необходимости все внутренние активные сопротивления выпрямителя, входящие в (3.1.13). Аналогично в противоЭДС нагрузки можно объединить напряжения отсечки прямой вольт-амперной характеристики проводящих вентилях $q\Delta U_0$. Индуктивность рассеивания трансформатора L_a входит с множителем q , так как при $m_2 = 3$, $q = 2$ ток течет по двум фазам трансформатора.

Как было показано в п. 2.2.2, в режиме прерывистого выпрямленного тока в RL -нагрузке длительность протекания тока λ определяется из решения трансцендентного уравнения, что означает невозможность получения аналитического выражения для среднего значения выпрямленного тока. Это, в свою очередь, означает отсутствие замкнутого аналитического выражения для внешнего

характеристики выпрямителя. Анализ работы выпрямителя для такого самого общего случая сделан в работах А. А. Булгакова [40] и С. В. Захаревича [41], он довольно сложен, поэтому ограничимся здесь случаем без активного сопротивления в цепи выпрямленного тока ($R_d = 0$). При этом внешнюю характеристику можно получить уже в виде уравнений в параметрической форме:

$$U_{d\alpha} = f_1(\alpha, \lambda), \quad I_d = f_2(\alpha, \lambda). \quad (3.2.1)$$

Тогда, задаваясь значениями $\lambda_j < 2\pi/qm_2$, можно вычислять по (3.2.1) соответствующие им значения $U_{d\alpha_j}$, I_{d_j} при $\alpha = \text{const}$ и получать таким образом точки внешней характеристики.

Сначала определим среднее значение выпрямленного напряжения, интегрируя кривую его мгновенного значения за время протекания тока λ (во время бестоковой паузы мгновенные значения выпрямленного напряжения и противоЭДС совпадают, а значит, совпадают и их средние значения на интервале паузы) в соответствии с диаграммой, приведенной на рис. 3.2.2:

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= \frac{1}{\lambda} \int_0^{\lambda} u_{d\alpha} d\vartheta = \frac{1}{\lambda} \int_0^{\lambda} \left(u_2 - qX_a \frac{dia}{d\vartheta} \right) d\vartheta = \frac{1}{\lambda} \int_{\psi}^{\psi+\lambda} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \\ &= \frac{\sqrt{2} U_2}{\lambda} [\cos \psi - \cos(\psi + \lambda)] = f_1(\alpha, \lambda), \end{aligned} \quad (3.2.2)$$

где $\psi = \pi/2 - \pi/qm_2 + \alpha$ — угол вступления вентиля в работу, отсчитанный относительно нуля вторичного напряжения, куда здесь помещено начало отсчета времени.

Так как среднее значение выпрямленного напряжения уравнивается средним значением противоЭДС, из (3.2.2) следует

$$U_0 = U_{d\alpha} = \frac{\sqrt{2} U_2}{\lambda} [\cos \psi - \cos(\psi + \lambda)] = f_1(\alpha, \lambda). \quad (3.2.3)$$

Для расчета среднего значения выпрямленного тока необходимо знать выражение для его мгновенного значения, которое находится как решение дифференциального уравнения для тока, име-

ющего в соответствии с расчетной схемой замещения (рис. 3.2.3) вид

$$(qX_a + X_d) \frac{di_d}{d\vartheta} + i_d R_d = u_2 - U_0. \quad (3.2.4)$$

Прямое интегрирование этого уравнения при $R_d = 0$ дает

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U'_2}{qX_a + X_d} [-\cos \vartheta - \tau \vartheta] + C_1, \quad (3.2.5)$$

где $\tau = \frac{U_0}{\sqrt{2} U'_2}$ — относительное значение противоЭДС,

$$U'_2 = \begin{cases} U_2 & \text{при } m_2 = 3, \quad q = 1, \\ \sqrt{3} U_2 & \text{при } m_2 = 3, \quad q = 2. \end{cases}$$

Постоянная интегрирования определяется из начального условия $i_d = 0$ при $\vartheta = \psi$

$$C_1 = \frac{\sqrt{2} U_2^3}{qX_a + X_d} [\tau \psi + \cos \psi].$$

Тогда решение (3.2.5) примет вид

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U'_2}{qX_a + X_d} [\cos \psi - \cos \vartheta + \tau(\psi - \vartheta)]. \quad (3.2.6)$$

Из уравнения (3.2.6) находится среднее значение выпрямленного тока

$$\begin{aligned} I_d &= \left(\frac{2\pi}{qm_2} \right)^{-1\lambda} \int_0^{\psi+\lambda} i_d d\vartheta = \\ &= \frac{\sqrt{2} U'_2 q m_2}{(qX_a + X_d) 2\pi} \int_{\psi}^{\psi+\lambda} [\cos \vartheta - \cos(-\psi_0 + \alpha) + \tau(\psi - \vartheta)] d\vartheta = \\ &= \frac{\sqrt{2} U'_2 q m_2}{(qX_a + X_d) 2\pi} \left[\sin(\psi + \lambda) - \sin \psi + \cos \psi - \tau \frac{\lambda^2}{2} \right] = f'_2(\alpha, \lambda, \tau). \end{aligned} \quad (3.2.7)$$

Если подставить в (3.2.7) значение τ , определяемое из (3.2.3), то получим в явном виде зависимость

$$I_d = f'_2(\alpha, \lambda, \tau) = f'_2(\alpha, \lambda, f_1(\alpha, \lambda)) = f_2(\alpha, \lambda). \quad (3.2.8)$$

Обычно для выпрямленного тока ограничиваются зависимостью (3.2.7).

3.2.2. РЕЖИМ ПРЕДЕЛЬНО-НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА

$$(\lambda = 2\pi/qm_2)$$

Соотношения для средних значений выпрямленных напряжения и тока при указанном граничном условии получаются соответственно из (3.2.2) и (3.2.7) с учетом (3.2.3) при подстановке в них $\lambda = 2\pi/qm_2$:

$$U_{d\alpha r} = \sqrt{2} U'_2 \frac{qm_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{qm_2} \cos \alpha = B \cos \alpha, \quad (3.2.9)$$

$$I_{d\alpha r} = \frac{\sqrt{2} U'_2}{qX_a + X_d} \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi}{qm_2} \left(1 - \frac{\pi}{qm_2} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{qm_2} \right) \sin \alpha = A \sin \alpha. \quad (3.2.10)$$

Соотношения (3.2.9) и (3.2.10) определяют уравнение дуги эллипса в параметрической форме на графике внешних характеристик, показанных на рис. 3.2.4, и разделяют зоны *непрерывного* и *прерывистого* выпрямленных токов.

3.2.3. РЕЖИМ НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА ($\lambda > 2\pi/qm_2$)

В режиме непрерывного выпрямленного тока его период состоит из двух подынтервалов: внекоммутационного и коммутационного. Во внекоммутационном интервале ток проводит один вентиль (в однополупериодных схемах выпрямления), в коммутационном – ток проводят два вентиля. Число дифференциальных уравнений для тока становится в три раза больше (три уравнения), чем в режиме прерывистого тока, что приводит к усложнению формул, они становятся громоздкими для инженерных расчетов. Поэтому здесь можно использовать приближенную методику построения внешней характеристики, если значения X_d заметно превышают значения X_a . Более точная, но более сложная методика приведена в [8]. Это соотношение между X_d и X_a обычно выполняется, так как значение реактанса сглаживающего реактора выбирают из условия получения пульсаций выпрямленного тока на уровне нескольких процентов от его среднего значения. При расче-

те с инженерной точностью в этом случае пульсациями выпрямленного тока можно пренебречь, т. е. считать ток идеально сглаженным, как при $X_d = \infty$. Тогда противоЭДС в цепи нагрузки можно заменить на эквивалентное активное сопротивление нагрузки R_{d3} :

$$R_{d3} = \frac{U_0}{I_d}, \quad (3.2.1)$$

на котором, выпрямленный ток создает такое же постоянное падение напряжения, как U_0 . Режим работы выпрямителя в статике при этом не изменится, т. е. выпрямитель такой подмены нагрузки «почувствует».

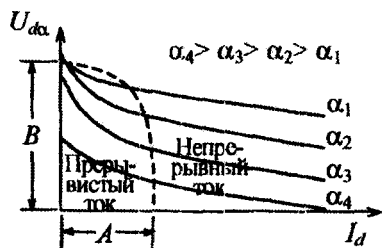


Рис. 3.2.4

Уравнение для внешней характеристики выпрямителя с активно-индуктивной нагрузкой при $X_d = \infty$ было получено в форме (3.1.11) и в более общей модели выпрямителя — в форме (3.1.14). Графики результирующих внешних характеристик выпрямителя, нагруженного на противоЭДС, приведены на рис. 3.2.4.

Показателен крутой спад характеристик в области прерывистого выпрямленного тока. Это обусловлено резкой зависимостью длительности протекания тока λ от изменения противоЭДС и ограничением величины импульса тока реактансами X_a и X_d . В режиме непрерывного тока это ограничение определяется процессом коммутации, в котором участвует только реактанс X_a .

Еще одной особенностью работы выпрямителя на противоЭДС в случае конечного значения X_d является возможное появление режима работы с вынужденным углом регулирования. В этом случае вентиль вступает в работу не с углом регулирования α , задаваемым по каналу управления, а с вынужденным углом регулирования α_b , определяемым моментом появления прямого напряжения на вентиле, как это иллюстрирует временная диаграмма на рис. 3.2.5.

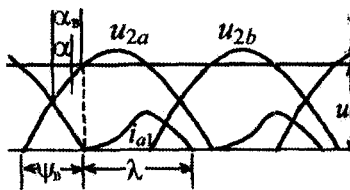


Рис. 3.2.5

Значение угла $\psi_B(\alpha_B)$ определяется соотношением вторичного напряжения трансформатора и противоЭДС нагрузки:

$$\psi_B = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{qm_2} + \alpha_B = \arcsin \frac{U_0}{\sqrt{2} U_2'} \quad (3.2.12)$$

В этих случаях, если $\alpha_B > \alpha$, то формулах для расчета внешней характеристики необходимо α заменять на α_B .

Таким образом, конечное значение индуктивности сглаживающего реактора в цепи выпрямленного тока приводит к появлению режима прерывистого тока нагрузки, вызывающего:

- существенное нелинейное искажение внешней характеристики выпрямителя, что ухудшает свойства выпрямителя как элемента системы автоматического управления;

- резкое ухудшение качества выпрямленного тока, имеющего в этом режиме большое превышение амплитуды импульсов тока над его средним и действующим значением (рост коэффициента амплитуды и крест-фактора);

- заметное снижение входного коэффициента мощности выпрямителя в зоне малых λ по сравнению с $\lambda = 2\pi/qm_2$ (см. разд. 3.10);

- увеличение быстродействия регулирования выпрямленного тока до одного периода его пульсаций, в то время как в режиме непрерывного тока скорость его изменения определяется электромагнитной постоянной времени цепи нагрузки (здесь – сглаживающего реактора).

Второй задачей исследования, поставленной в этом разделе, является изучение влияния конечного значения X_a на регулировочные характеристики выпрямителя. Формально зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла регулирования α можно проследить для режима прерывистого тока по уравнению (3.2.3). Очевидна зависимость выпрямленного напряжения не только от α , но и от длительности λ протекания импульсов выпрямленного тока. Таким образом, положение регулировочной характеристики становится зависящим от режима в цепи выпрямленного тока, т. е. регулировочные характеристики также искажаются вследствие неоднозначности их положения от угла регулирования α .

В целом режим прерывистого тока неблагоприятен для работы, поскольку ухудшает все основные его характеристики выпрямителя (кроме быстродействия, которое, наоборот, улучшается). Сократить зону прерывистых токов можно увеличением индуктивности

сглаживающего реактора, эквивалентного числа фаз выпрямляемого напряжения $q m_2$ и ограничением максимального значения угла регулирования α .

3.3. РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ С КОНДЕНСАТОРНЫМ СГЛАЖИВАЮЩИМ ФИЛЬТРОМ

Сглаживающий фильтр индуктивностью L_d , включаемый последовательно с нагрузкой в цепи выпрямленного тока, оказывая сглаживающее влияние в основном на выпрямленный ток, в то время как выпрямленное напряжение U_{da} по-прежнему остается пульсирующим. В случаях, когда нагрузка, представляемая в расчетной

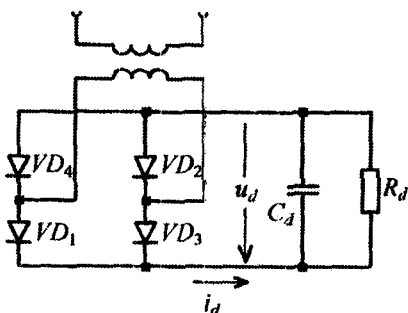


Рис. 3.3.1

модели постоянным или переменным активным сопротивлением R_d , требует постоянного напряжения, необходимо использовать сглаживающий конденсатор C_d , включенный параллельно в цепи нагрузки, как показано на рис. 3.3.1 на примере выпрямителя однофазного тока. Упрощенный анализ влияния емкости конденсатора на выпрямленное напряжение является целью этого раздела.

Реальность параметров трансформатора в соответствии с результатами, изложенными в разд. 3.1, отражается добавлением во вторую обмотку идеального трансформатора индуктивности рассеивания L_b , приведенной ко вторичной стороне, т. е. L_b — это не внешний элемент схемы, а параметр схемы замещения трансформатора. Только при отсутствии входного трансформатора требуется включение соответствующего реактора на входе.

Если постоянная времени цепи нагрузки $\tau_d = C_d R_d$ достаточно велика и пульсациями напряжения на емкости C_d можно пренебречь, то режим работы этой схемы становится подобным режиму работы выпрямителя на противоЭДС, рассмотренному в предыдущем разделе. Оценим требуемое значение емкости сглаживающего конденсатора в зависимости от мощности нагрузки P_d :

$$P_d = \frac{U_d^2}{R_d}. \quad (3.3.1)$$

Потребуем, чтобы постоянная времени цепи нагрузки была много больше периода пульсаций выпрямленного напряжения

$$\tau_d = C_d R_d = C_d \frac{U_d^2}{P_d} \gg \frac{T_1}{qm_2} = \frac{0,02}{qm_2}, \quad (3.3.2)$$

тогда

$$C_d \gg \frac{0,02}{qm_2} \frac{P_d}{U_d^2} = \frac{0,02}{qm_2 R_d}. \quad (3.3.3)$$

Например, в неуправляемом выпрямителе сетевого напряжения 20 В с бестрансформаторным входом среднее значение выпрямленного напряжения будет близко амплитуде напряжения сети (при малых нагрузках), т. е. равно примерно 300 В. Тогда из (3.3.3), для десятикратное превышение постоянной времени над периодом пульсаций, получаем

$$C_d = 0,11 \cdot 10^{-6} P_d [\Phi]. \quad (3.3.4)$$

Таким образом, требуемые большие значения емкости сглаживающего конденсатора обычно ограничивают мощность однофазных выпрямителей с таким фильтром на уровне до единиц киловатт. Применение сглаживающего фильтра с индуктивностью L_d становится рациональным, наоборот, при малых значениях R_d , имеющих место уже в мощных выпрямителях с питанием от трехфазной сети (при $P_d \gg 3 \dots 5$ кВт). В промежуточном диапазоне мощностей выпрямителей (от сотен ватт до 3...5 кВт) используют комбинированные типы $L_d C_d$ -фильтров на выходе выпрямителя, которые выполняются по Г-, П- и Т-образным схемам [10, 11].

С другой стороны, в выпрямителях малой мощности (десятки ватт) в схеме замещения трансформатора активные сопротивления обмоток доминируют над реактивными сопротивлениями индуктивностей рассеивания обмоток. Для этого случая анализ работы выпрямителя на активную нагрузку с конденсаторным фильтром сделан в работе [11].

3.4. ОБРАЩЕНИЕ ПОТОКА АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ. РЕЖИМ ЗАВИСИМОГО ИНВЕРТИРОВАНИЯ

Рассмотренные устройства преобразования переменного тока в постоянный характеризуются передачей активной мощности из питающей сети переменного тока в цепь постоянного тока — цепь нагрузки. В таких устройствах нередко требуется рекуперация энергии из цепи постоянного тока в цепь переменного тока. В электроэнергетике это имеет место в передачах электроэнергии постоянным током. Подобная ситуация возникает и в тех случаях, когда выпрямительное устройство питает якорную цепь машины постоянного тока в системе электропривода какого-либо транспортного средства или грузоподъемного механизма. При движении транспорта под уклон или грузоподъемного механизма вниз (с грузом) машина постоянного тока переходит из двигательного режима работы в генераторный за счет механической энергии, подводимой к ней от исполнительного механизма. Эту энергию можно полезно использовать, преобразовав в электрическую и возвратив через (реверсивный) вентильный преобразователь в сеть переменного тока (см. разд. 3.12). В преобразователе при этом происходит изменение направления потока активной мощности на обратное, называемое *инвертированием*. А процесс преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного при наличии сети переменного тока, созданной другим источником энергии переменного тока, называют *зависимым инвертированием*. Изучение этого процесса в зависимых инверторах однофазного и трехфазного тока является целью настоящего раздела.

Очевидно, что изменение направления потока активной мощности в звене постоянного тока при сохранении неизменным его направления в силу наличия вентилей возможно только сменой полярности напряжения. Это изменение обеспечивается в соответствии с уравнением регулировочной характеристики управляемого вентильного преобразователя (2.9.2) при углах регулирования $\alpha > 90^\circ$. При этом сдвинется кривая тока в первичной обмотке трансформатора, значит и его первая гармоника, на угол $\varphi_{1(1)} = \alpha$. Тогда в соответствии с (1.2.8) при $\varphi_{1(1)} > 90^\circ$ изменится и знак активной мощности цепи переменного тока вентильного преобразователя, т. е. действительно будет происходить отдача мощности в сеть переменного тока, а не ее потребление из сети, как в случае режима управляемого выпрямления.

Обратим внимание на то, что теперь вместо термина «управляемый выпрямитель» используется термин «*вентильный преобразователь*», так как речь пошла о двух возможных режимах работы одного и того же устройства – режиме управляемого выпрямления и режиме зависимого инвертирования. В тех случаях, когда режим зависимого инвертирования является единственным (длительным), такое устройство преобразования постоянного напряжения в переменное, частота, форма и величина которого определены другой существующей сетью, называют *зависимым инвертором* или *инвертором, ведомым сетью*.

Назначение зависимого инвертора в этом случае сводится к поставке дополнительной активной мощности в существующую систему переменного напряжения.

К кратковременному появлению режима зависимого инвертирования в рассматриваемом вентильном преобразователе приводит также его работа на какие-либо обмотки магнитных систем (обмотки возбуждения электрических машин, электромагнитов, сверхпроводниковых накопителей). В случаях, когда требуется быстро и эффективно вывести накопленную энергию из обмоток путем сброса в них тока, полярность напряжения на обмотке необходимо изменить на обратную, что также обеспечивается в вентильном преобразователе увеличением угла регулирования α за 90° . В момент спада тока до нуля режим зависимого инвертирования естественно прекратится, так как исчезнет источник временной энергии в звене постоянного тока.

Таким образом, выпрямители и зависимые инверторы имеют одинаковые принципиальные схемы преобразования, но зависимые инверторы не могут быть выполнены на неуправляемых вентилях. Чтобы убедиться в этом, достаточно рассмотреть режим зависимого инвертирования для одной схемы однофазного вентильного преобразователя и одной схемы трехфазного вентильного преобразователя.

3.4.1. ЗАВИСИМЫЙ ИНВЕРТОР ОДНОФАЗНОГО ТОКА ($m_1=1, m_2=2, q=1$)

Необходимо заметить, что названия первичных и вторичных обмоток трансформатора в вентильном преобразователе сохраняются независимо от режима его работы для устранения путаницы с их нумерацией при изменении направления потока активной мощности через трансформатор.

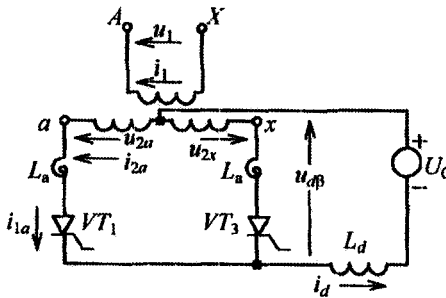


Рис. 3.4.1

Схема зависимого инвертора показана на рис. 3.4.1. Реальный трансформатор (см. разд. 2.9) представлен в виде совокупности идеального трансформатора и индуктивностей рассеивания обмоток L_a , приведенных к вторичной стороне.

В отличие от работы выпрямителя на внешнюю противоЭДС в звене постоянно

го напряжения инвертора полярность внешней ЭДС изменена на обратную. Это одно из условий, как было показано выше на качественном уровне, для перевода управляемого выпрямителя работающего на противоЭДС, в режим зависимого инвертора. Второе условие состоит в том, чтобы угол регулирования α был больше 90° .

Задачей анализа здесь является получение основных характеристик зависимого инвертора. Для их расчета удобнее вместо угла α пользоваться углом регулирования β , дополняющим угол α до 180° :

$$\alpha + \beta = 180^\circ. \quad (3.4.1)$$

Это делает все зависимости характеристик от угла β в инверторе подобными зависимостям соответствующих характеристик от угла α в выпрямителе.

Для более наглядного представления особенностей электромагнитных процессов в зависимом инверторе по сравнению с управляемым выпрямителем, нагруженным на противоЭДС, на рис. 3.4.2 приведены временные диаграммы: для режима выпрямления (а) и режима зависимого инвертирования (б).

Методика построения временных диаграмм та же, что и при выпрямительном режиме работы в рамках допущения $X_d = \infty$. Для инверторного режима характерны две особенности временных диаграмм.

Во-первых, значительно меньшая длительность интервала приключения к вентилю обратного напряжения:

$$\delta = \beta - \gamma \geq \delta_a, \quad (3.4.2)$$

которая должна быть больше паспортного времени восстановления управляющих свойств вентиля с неполным управлением (тиристо-

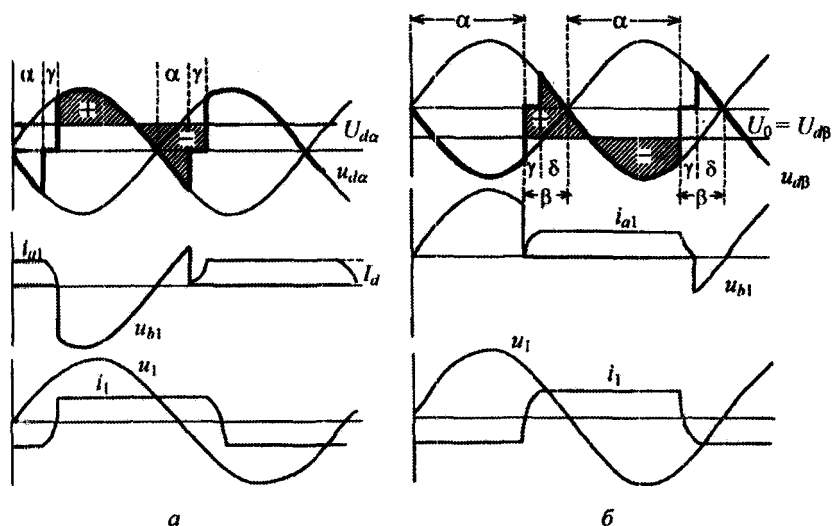


Рис. 3.4.2

ров) δ_n . Это обстоятельство ограничивает минимально возможное значение угла регулирования β в инверторном режиме величиной

$$\beta_{\min} = \gamma_{\max} + \delta_n. \quad (3.4.3)$$

В выпрямителе минимальная величина угла регулирования α может быть равна нулю. Значит, максимально возможная активная мощность вентильного преобразователя в выпрямительном режиме всегда будет больше максимально возможной активной мощности в инверторном режиме.

Во-вторых, закон изменения анодных токов вентилей на интервалах коммутации в инверторном режиме в соответствии с (3.1.4) при $\alpha > \pi/2$ и $\vartheta > \pi/2$ таков: на интервале нарастания кривая тока имеет выпуклый характер, на интервале спада – вогнутый, т. е. обратный характеру изменения в выпрямительном режиме.

Формальный анализ инверторного режима работы вентильного преобразователя удобнее, как будет видно из дальнейшего, сделать в обратной по сравнению с выпрямительным режимом последовательности. Сначала получим уравнения основных характеристик инвертора – входной, регулировочной и ограничительной, а затем, используя их, выясним особенности расчетных соотношений для элементов схемы вентильного преобразователя.

Входная характеристика. Входом преобразователя в режиме зависимого инвертирования является цепь постоянного тока, поэтому здесь значима зависимость среднего значения инвертируемого напряжения $U_{d\alpha}$ от среднего значения инвертируемого тока I_d при постоянном угле регулирования β , называемая *входной характеристикой зависимого инвертора*. Формально ее уравнение получается из уравнения внешней характеристики управляемого выпрямителя, нагруженного на противоЭДС (3.1.9) при замене в нем α на β по (3.4.2):

$$U_{d\beta} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_x = -(U_{d0} \cos \beta + \Delta U_x). \quad (3.4.4)$$

Знак минус у напряжения $U_{d\beta}$ подтверждает смену полярности напряжения в звене постоянного тока инвертора по сравнению с выпрямителем. Смена знака здесь у среднего значения коммутационного падения напряжения ΔU_x свидетельствует о том, что входные характеристики инвертора поднимаются с ростом тока с таким же наклоном, с каким падают внешние характеристики выпрямителя. Графики входных характеристик приведены на рис. 3.4.3.

В случае, если вентильный преобразователь поочередно работает в выпрямительном и инверторном режимах, их внешние входные характеристики изображаются на совместном графике соответственно в первом и четвертом квадрантах (рис. 3.4.4).

Регулировочная характеристика. Регулировочная характеристика зависимого инвертора получается из регулировочной характеристики управляемого выпрямителя (2.9.1) заменой α на β по (3.4.1) для режима $I_d = 0$:

$$U_{d\beta} = U_{d0} \cos \alpha = -U_{d0} \cos \beta. \quad (3.4.5)$$

Знак минус свидетельствует об обратной полярности напряжения в звене постоянного тока зависимого инвертора по сравнению

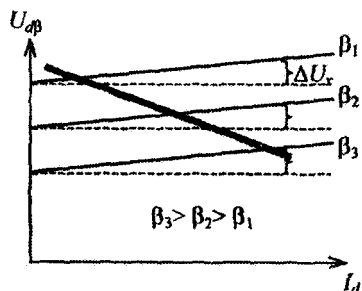


Рис. 3.4.3

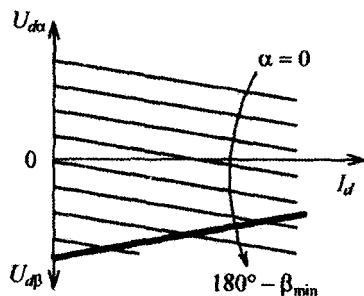


Рис. 3.4.4

с управляемым выпрямителем. График совместной регулировочной характеристики для обоих режимов показан на рис. 2.9.2.

Ограничительная характеристика. Характеристика, присущая только зависимому инвертору, называется *ограничительной*, она определяет зависимость максимально допустимого среднего значения инвертируемого напряжения от максимально допустимого среднего значения инвертируемого тока. Эти ограничения обусловлены наличием предела на допустимый ток инвертора $I_{d \max}$, определяющего максимально допустимый угол коммутации γ_{\max} при заданном угле регулирования β в соответствии с (3.4.2):

$$\gamma_{\max} = \beta - \delta_{\text{в}}. \quad (3.4.6)$$

Чем больше угол β , тем больше допустимый угол коммутации, и значит, и инвертируемый ток, нанося значения которого на соответствующие этому углу β входные характеристики (т. е. определяя при этом $U_{d\beta \max}$), можно через полученные точки провести ограничительную характеристику.

Формальное уравнение ограничительной характеристики становится очевидным, если взглянуть на временную диаграмму инвертируемого напряжения $u_{d\beta}$ на рис. 3.4.2, б из-под оси времени в обратном направлении. С позиций такого рассмотрения кривая $u_{d\beta}$ подобна кривой $u_{d\alpha}$, приведенной на рис. 3.4.2, а, если считать за угол регулирования α угол $\delta_{\text{в}}$, а за сумму углов $\alpha + \gamma$ — угол β . Уравнение ограничительной характеристики получается из уравнения внешней характеристики управляемого выпрямителя при угле управления, равном $\delta_{\text{в}}$, график которой наложен на семейство входных характеристик инвертора на рис. 3.4.3 (жирная линия) и соответствует уравнению

$$U_{d\beta \max} = U_{d0} \cos \delta - \Delta U_x = U_{d0} \cos \delta - \frac{X_a}{\pi} I_{d \max}. \quad (3.4.7)$$

Рабочей областью зависимого инвертора является область под ограничительной характеристикой. Выше этой характеристики расположена область «*опрокидывания*» инвертора. При перегрузке по току время, отводимое на восстановление управляющих свойств вентиля, оказывается меньше требуемого, и вентиль снова начнет проводить ток с момента появления на нем прямого напряжения, т. е. при угле регулирования $\alpha = 0$, как видно из временной диаграммы для обратного напряжения (рис. 3.4.2, б). Полярность кривой напряжения вентильного преобразователя $U_{d\beta}$ «перевернется» на обратную, как у неуправляемого выпрямителя, и его напряже-

ние окажется включенным не встречно, а согласно с напряжением внешнего источника. Это отражено в схемах замещения по средним значениям переменных в цепи постоянного тока для нормального режима работы зависимого инвертора (рис. 3.4.5, а) и режима его опрокидывания (рис. 3.4.5, б).

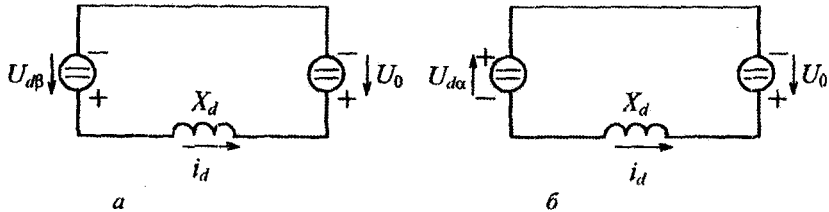


Рис. 3.4.5

Возникает большой аварийный ток, ограничиваемый только малыми активными сопротивлениями потерь элементов схемы.

При конечном значении индуктивности сглаживающего реактора L_d в зависимом инверторе все его характеристики могут быть получены из соответствующих характеристик управляемого выпрямителя, нагруженного на противоЭДС (см. разд. 3.2) при замене в них α на $180^\circ - \beta$ и знака у противоЭДС в цепи постоянного напряжения U_0 с «+» на «-».

Особенности расчетных соотношений для элементов инвертора. Методика расчета зависимого инвертора аналогична методике расчета выпрямителя с той только особенностью, что минимальный угол регулирования в инверторном режиме β_{\min} не может быть равен нулю, в то время как расчетный режим выпрямителя выполнялся при $\alpha = 0$.

Величина β_{\min} и действующее значение вторичного напряжения трансформатора U_2 взаимно зависимы, поэтому определяются совместным решением двух уравнений с этими переменными – уравнений (3.4.7) и (3.1.6). Из уравнения (3.4.7) определяется величина U_{d0} , а значит, и величина U_2 :

$$U_{d0} = \frac{U_{d\beta_{\min}} + \Delta U_x}{\cos \delta_B}, \quad (3.4.8)$$

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{K'_U} = \frac{U_{d\beta_{\min}} + \Delta U_x}{K'_U \cos \delta_B}, \quad (3.4.9)$$

где $K'_U = 2\sqrt{2}/\pi$.

Из уравнения (3.1.6) при замене α на $180^\circ - \beta$

$$I_d = \frac{\sqrt{2} U_2}{X_a} [\cos \delta_b - \cos \beta] \quad (3.4.10)$$

рассчитывается величина $\cos \beta_{\min}$ для $I_{d \max}$ с учетом (3.4.9):

$$\cos \beta_{\min} = \cos \delta_b - \frac{X_a I_{d \max}}{\sqrt{2} U_2}. \quad (3.4.11)$$

В результате сделанного первого шага в пятнадцатишаговой процедуре (которая здесь не повторяется) расчета вентильного преобразователя как в выпрямительном (см. разд. 2.3), так и в инверторном режимах определено значение U_2 , а значит, и K_T , необходимые для последующих шагов расчета. При этом получающиеся соотношения для переменных $U_{b \max}^*$, K_1 , S_2^* , S_1^* , S_T^* , S_b^* , $S_{T,L}$, χ , $K_{п.т}$ будут зависеть от времени восстановления управляющих свойств вентиля δ_b и приведенной индуктивности рассеивания трансформатора L_a или определяемой ей величины напряжения короткого замыкания трансформатора $U_k \%$, более привычного параметра для энергетиков (3.1.15). При малых значениях δ_b и $U_k \%$, гарантирующих малость β_{\min} , все указанные расчетные показатели для зависимого инвертора будут близки их соответствующим значениям для выпрямителя. Поэтому рекомендации по областям применения базовых ячеек вентильных преобразователей при работе в выпрямительном режиме будут справедливы и для инверторного режима.

3.4.2. ЗАВИСИМЫЙ ИНВЕРТОР ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

($m_1 = 3$, $m_2 = 3$, $q = 2$)

Схема трехфазного мостового зависимого инвертора с учетом параметра L_a реального трансформатора показана на рис. 3.4.6, а временные диаграммы при допущении $X_d = \infty$ приведены на рис. 3.4.7.

При малых значениях углов регулирования β в инверторном режиме углы вступления вентилей в работу α близки 180° . С учетом этого все временные диаграммы построены по той же методике, что и для управляемого выпрямителя (см. разд. 3.2).

Для получения расчетных соотношений для данного зависимого инвертора по типовой пятнадцатишаговой процедуре опять на

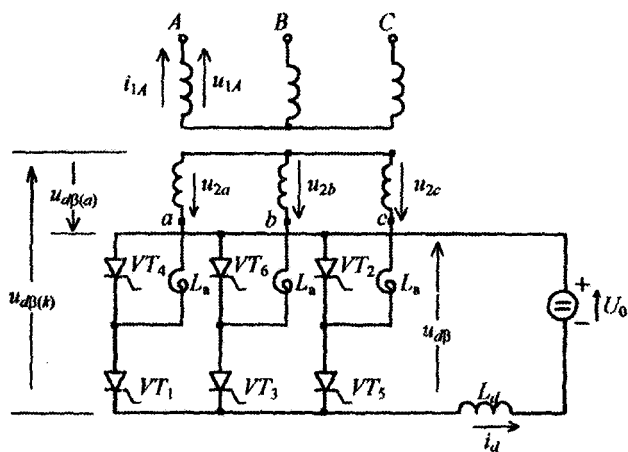


Рис. 3.4.6

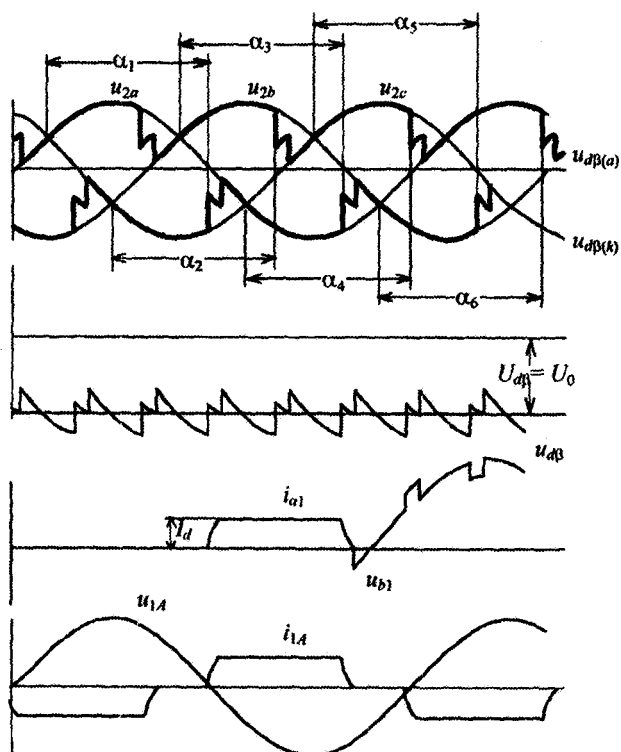


Рис. 3.4.7

первом шаге расчета определяются U_2 по (3.4.9) при $K'_v = 3\sqrt{6}/\pi$ и β_{\min} из уравнения для инвертируемого тока I_d . Для трехфазной мостовой схемы уравнение для тока $I_{d\max}$ имеет вид

$$I_{d\max} = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}U_2}{2X_a} \sin \frac{\pi}{3} [\cos \delta_b - \cos \beta_{\min}], \quad (3.4.12)$$

отсюда

$$\cos \beta_{\min} = \cos \delta_b - \frac{2X_a I_{d\max}}{\sqrt{2}\sqrt{3} U_2}. \quad (3.4.13)$$

С учетом замечаний, сделанных в конце п. 3.4.1, и свойств трехфазной мостовой схемы выпрямления, отмеченных в разд. 2.7, можно заключить, что и для режима зависимого инвертора данная схема является наилучшей из всех базовых схем вентильных преобразователей.

3.5.* ОБЩАЯ ЗАВИСИМОСТЬ ПЕРВИЧНОГО ТОКА ВЫПРЯМИТЕЛЯ ОТ АНОДНОГО И ВЫПРЯМЛЕННОГО ТОКОВ (ЗАКОН ЧЕРНЫШЕВА)

При анализе электромагнитных процессов в базовых ячейках выпрямителей временные диаграммы первичных токов ячеек в соответствии с рассмотренной методикой строились в последнюю очередь, после построения всех диаграмм. Поскольку анализ схемы выпрямления весьма трудоемок, необходимо найти общую методику построения первичного тока в любой схеме выпрямления без процедуры ее детального анализа. Такую методику можно сформулировать на базе закона Чернышева для первичных токов выпрямителей, вывод уравнения которого и есть цель нашего анализа.

Фрагмент выпрямителя трехфазного напряжения для вывода закона Чернышева показан на рис. 3.5.1. Здесь анодное напряжение вентиля, подлежащее выпрямлению, геометрически складывается в общем случае из напряжений вторичных обмоток, расположенных на всех стержнях трансформатора. Векторная диаграмма для результирующего напряжения на анодах представлена на рис. 3.5.2.

Угол поворота результирующего вектора относительно напряжения первичной обмотки фазы A трансформатора обозначен как

$$\sigma = \sigma_0 + (n-1) \frac{2\pi}{m_2}, \quad (3.5.1)$$

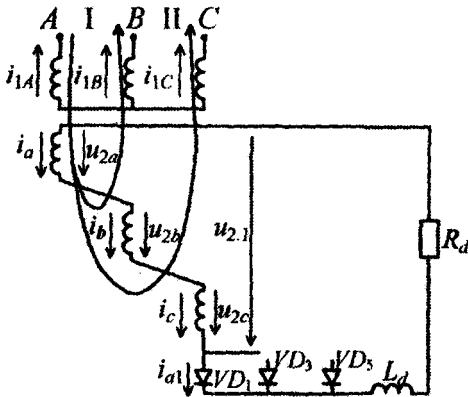


Рис. 3.5.1

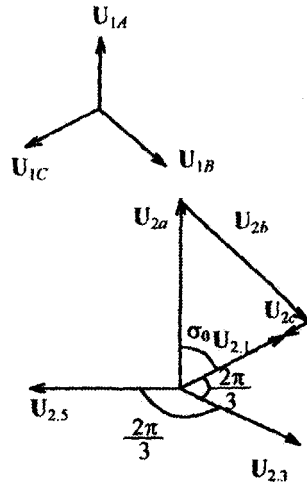


Рис. 3.5.2

где σ_0 – угол поворота вектора первого вентиля; n – номера проводящих вентилях ($n = 1, 2, \dots, m_2$).

Для нахождения трех неизвестных токов в первичных обмотках трансформатора i_{1A} , i_{1B} , i_{1C} необходимы три уравнения. Два уравнения получаются согласно второму закону Кирхгофа для магнитных цепей при обходе контуров, образованных стержнями трансформатора A и B , A и C в направлении, указанном на схеме рис. 3.5.1, третье уравнение получается по первому закону Кирхгофа, в результате имеем

$$\begin{aligned} i_{1A} + i_{1B} &= i_{a1} \frac{w_a}{w_1} - i_{a1} \frac{w_b}{w_1}, \\ i_{1A} + i_{1C} &= i_{a1} \frac{w_a}{w_1} - i_{a1} \frac{w_c}{w_1}, \\ i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} &= 0. \end{aligned} \quad (3.5.2)$$

Решение по правилу Крамера для первичного тока имеет вид

$$\begin{aligned} i_{1A} &= \frac{2}{3} i_{a1} \left(\frac{1}{K_{\tau a}} - 0,5 \frac{1}{K_{\tau b}} - 0,5 \frac{1}{K_{\tau c}} \right) = \\ &= \frac{2}{3} \frac{i_{a1}}{U_1} (U_{2a} + U_{2b} \cos 120 + U_{2c} \cos 240). \end{aligned}$$

Выражение в круглых скобках в правой части уравнения представляет собой сумму проекций векторов вторичных напряжений на направление вектора фазы A и может быть заменено проекцией результирующего вектора напряжения $U_{2,1}$ на то же направление:

$$i_{1A} = \frac{2}{3} i_{a1} \frac{U_{2,1}}{U_1} \cos \sigma_0 = \frac{2}{3} \frac{i_{a1}}{K_{т.рез}} \cos \sigma_0. \quad (3.5.3)$$

Полученное соотношение характеризует вклад в первичный ток фазы A от анодного тока первого проводящего вентиля. Теперь обобщим уравнение (3.5.3) для интервалов проводимости остальных вентилях. Общая зависимость первичного тока от анодных токов вентилях в дискретной и непрерывной формах тогда получает следующий вид:

$$i_1 = \frac{2}{3K_{т}} \sum_{h=1}^{m_2} i_{ah} \cos \left[\sigma_0 + (h-1) \frac{2\pi}{m_2} \right] = \frac{2}{3K_{т}} i_a \cos \sigma, \quad (3.5.4)$$

где σ – угол сдвига между вектором напряжения первичной обмотки, в которой находится ток, и результирующим вектором анодного напряжения проводящего вентиля с током i_a .

Уравнение (3.5.4) и есть закон Чернышева для первичных токов выпрямителя, действительный при следующих условиях:

1. Первичные обмотки трансформатора соединены в звезду. Если они соединены в треугольник, то закон позволяет находить линейный ток, а коэффициент трансформации $K_{т}$ и угол σ_0 определяются относительно напряжений эквивалентной звезды первичных напряжений, в которую преобразуется треугольник первичных напряжений.

2. Вторичные обмотки трансформатора могут быть соединены по любой схеме.

3. Схема выпрямления – однополупериодная. Для двухполупериодных схем выпрямления необходимы предварительное сведение их к эквивалентной совокупности однополупериодных схем выпрямления, как это было показано на примере трехфазной мостовой схемы выпрямления в разд. 2.8, и последующее применение к ним закона Чернышева и метода наложения.

Теперь можно сформулировать методику построения диаграммы первичного тока выпрямителя сразу по схеме, минуя построение всех остальных временных диаграмм, и проиллюстрировать ее на примере выпрямителя трехфазного тока со схемой соединения обмоток трансформатора треугольник – звезда с нулевым выводом при допущении $X_d = \infty$, $X_a = 0$ (см. разд. 2.5).

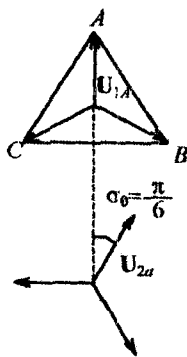


Рис. 3.5.3

1. Преобразуется треугольник первичных напряжений в эквивалентную звезду, и для нее определяются коэффициент трансформации K_T , угол σ_0 , здесь равный $\pi/6$ (рис. 3.5.3).

2. Наносится вспомогательная косинусоид построения с амплитудой, здесь $-(2/3)(I_d/K_T)$, так как $i_a = I_d$ на интервале проводимости любого вентиля.

3. На косинусоиде построения отмечают точки, соответствующие углам поворота векторов анодных напряжений вентилях, здесь $-\pi/6$, $(\pi/6) + 2(\pi/3)$, $(\pi/6) + 2(2\pi/3)$ и т.д. Эти точки соответствующие серединам участков проводимости вентилях, определяют высоты ступенек длительностью $2\pi/m_2$ (здесь $-2\pi/3$) кривой первичного тока, которая получается при соединении вертикалями концов ступеней, как показано на рис. 3.5.4. Такова форма линейного тока (тока в сети) для данной схемы, которая может быть построена и на временных диаграммах (см. рис. 2.5.2) как геометрическая сумма первичных токов двух обмоток.

В случае управляемого выпрямителя при $X_d = \infty$ форма первичного тока от угла α не зависит, а смещается только по фазе на угол α . Углы коммутации в кривых анодных токах вентилях проявляются также и в кривой первичного тока. В соответствии с косинусоидой построения в кривой первичного тока проявляют себя и пульсации выпрямленного (анодного) тока в случае конечного значения индуктивности сглаживающего реактора ($X_d \neq \infty$).

Закон Чернышева, давая общее аналитическое выражение для кривой первичного тока выпрямителя, позволяет определить и действующее значение первичного тока в общем случае однополу-

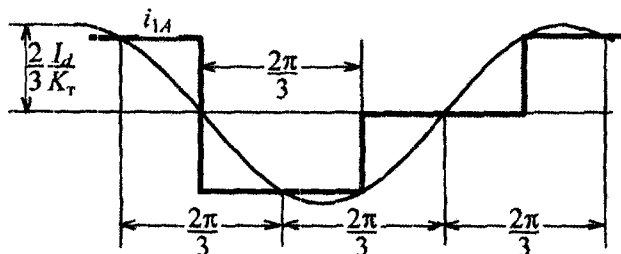


Рис. 3.5.4

периодных схем выпрямления при $X_d = \infty$. Основываясь на прямоугольно-ступенчатом характере кривой первичного тока, можно написать

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sum_{h=1}^{m_2} \int_0^{2\pi/m_2} A_m^2 \cos^2 \left[\theta_0 + (h-1) \frac{2\pi}{m_2} \right] d\sigma} = \frac{A_m}{\sqrt{2}}, \quad (3.5.5)$$

где $A_m = (2/3)(I_d/K_T)$ — амплитуда косинусоиды построения, т. е. действующее значение косинусоиды построения определяет действующее значение первичного тока трансформатора выпрямителя.

Таким образом, закон Чернышева позволяет находить кривые первичного тока известных и новых схем выпрямления и действующее значение этого тока без процедуры детального анализа электромагнитных процессов в схемах. Кроме того, этот закон может быть эффективно применен для нахождения в общем виде спектров входных токов выпрямителей, как показано ниже.

3.6. СПЕКТРЫ ПЕРВИЧНЫХ ТОКОВ ТРАНСФОРМАТОРОВ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И ЗАВИСИМЫХ ИНВЕРТОРОВ

Вентильные преобразователи, потребляя из сети несинусоидальный ток, оказывают на сеть заметное обратное негативное влияние. Степень влияния зависит от спектра первичного тока выпрямителя, нахождение которого составляет цель этого раздела.

На рис. 3.6.1 показана однолинейная схема замещения электрической сети, содержащая источник ЭДС e_c (синхронный генератор) с внутренней индуктивностью L_c , нагрузку в сети в виде линейного комплексного сопротивления Z_H и источник несинусоидального тока I_1 , которым эквивалентирован вентильный преобразователь по своему входу.

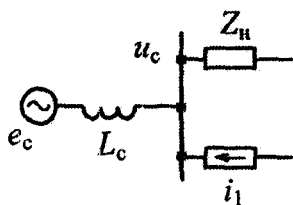


Рис. 3.6.1

Наличие нелинейной нагрузки в сети в виде вентильного преобразователя создает следующие проблемы:

1. Искажается форма напряжения в сети u_c , так как

$$u_c = e_c - X_c \frac{d}{d\theta} (i_H + i_1), \quad (3.6.1)$$

что при несинусоидальности тока i_1 приведет к несинусоидальности напряжения u_c . Несинусоидальное напряжение сети окажет свое негативное влияние и на «хороших» (линейных) потребителях электрической энергии, эквивалентированных сопротивлением Z_n .

2. Появляются дополнительные потери активной мощности в элементах сети от высших гармоник тока, что может вызвать перегрев этих элементов (трансформаторов, косинусных конденсаторов, электрических машин).

3. Возникают перенапряжения в сети из-за резонансных явлений при совпадении частот гармоник первичного тока вентиляционного преобразователя с собственными резонансными частотами электрической сети, в действительности являющейся системой с распределенными LC-параметрами. Эти перенапряжения могут вызывать ложные защитные отключения или выход элементов сети из строя.

В целом указанные проблемы (и ряд других) относятся к проблемам электромагнитной совместимости в электрических сетях. Под электромагнитной совместимостью электротехнических устройств, связанных общей сетью, принято понимать их способность нормально функционировать в реальных условиях эксплуатации при наличии непреднамеренных помех в питающей сети при этом не создавать недопустимых электромагнитных помех сети для других устройств [20] (подробнее см. гл. 6).

Для расчета спектральным методом показателей, характеризующих степень обратного влияния вентиляционного преобразователя на питающую сеть, необходимо знать спектральный состав входного тока вентиляционных преобразователей. Чтобы многократно не делать расчет спектров входных токов всех базовых ячеек, необходимо выполнить спектральный анализ сразу в общем виде. Это можно сделать, используя закон связи первичного тока анодными токами (закон Чернышева).

На рис. 3.6.2 показана форма анодного тока вентиля при допущении $X_d = \infty$, $X_a = 0$.

Амплитуда гармоники n -го порядка ряда Фурье этой кривой равна

$$I_{a.\max(n)} = \frac{2 \cdot 2}{2\pi} \int_0^{\pi/m_2} I_d \cos n\vartheta d\vartheta = \frac{2}{\pi n} \sin \frac{\pi}{m_2} n I_d, \quad (3.6.2)$$

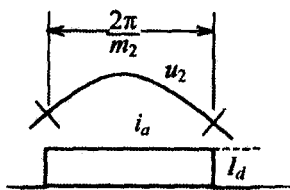


Рис. 3.6.2

а выражение для мгновенного значения гармоники

$$i_{a(n)} = \frac{2}{\pi} \frac{\sin \frac{\pi}{m_2}}{n} I_d \cos n\vartheta = I_{a \max(n)} \cos n\vartheta, \quad (3.6.3)$$

где n – номер гармоники по отношению к частоте питающей сети.

Тогда мгновенное значение гармоники n -го порядка первичного тока вентильного преобразователя в соответствии с дискретной формой уравнения (3.5.4) закона Чернышева, действительного и для отдельных гармоник (в силу линейности связи i_1 и $i_{1(n)}$), для h -й исходной фазы равно

$$\begin{aligned} i_{1(n)} &= \frac{2}{3K_T} \sum_{h=1}^{m_2} I_{a \max(n)} \cos n \left[\vartheta - (h-1) \frac{2\pi}{m_2} \right] \cos \left[\sigma_0 + (h-1) \frac{2\pi}{m_2} \right] = \\ &= \frac{1}{3K_T} \sum_{h=1}^{m_2} I_{a \max(n)} \left\{ \cos \left[\sigma_0 + n\vartheta - (n-1) \frac{2\pi}{m_2} h \right] + \right. \\ &\quad \left. + \cos \left[n\vartheta - \sigma_0 + \frac{2\pi}{m_2} - h \frac{2\pi}{m_2} (n+1) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3.6.4)$$

Суммы косинусов одинаковой частоты, но с различными фазовыми сдвигами m_2 -фазной звезды векторов, приведенной на рис. 3.6.3, а, отличны от нуля только в том случае, если все векторы m_2 -фазной системы синфазны, как показано на рис. 3.6.3, б.

Это возможно при условиях (для определенности $h = 1$)

$$(n-1)(2\pi/m_2) = 2\pi k,$$

$$(n+1)(2\pi/m_2) = 2\pi k.$$

В результате для номеров гармоник n в первичном токе имеем

$$n = km_2 \pm 1, \quad (3.6.5)$$

где k – целые положительные числа ($k = 2, 3, 4 \dots$).

Переход от схем однополупериодного ($q = 1$) к схемам двухполупериодного выпрямления ($q = 2$) приводит, как показано выше, к удвоению частоты коммутаций в преобразователе, а значит, к умень-

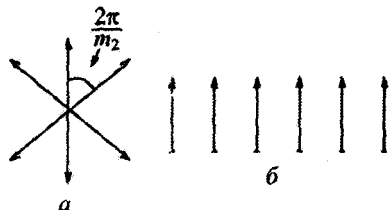


Рис. 3.6.3

шению в два раза интервалов времени между коммутациями. Такой же эффект оказывает и увеличение числа вторичных фаз трансформатора.

Значит, соотношение (3.6.5) можно обобщить также, учитывая полупериодность, тогда оно примет вид ($p = qm_2$ – пульсность)

$$n = kqm_2 \pm 1 = kp \pm 1. \quad (3.6.6)$$

В первичном токе любого выпрямителя присутствуют только гармоники, порядок которых определяется по (3.6.6). Например для трехфазной мостовой схемы и схемы с уравнительным реактором, у которых $p = 6$, в первичном токе кроме первой будут гармоники порядка 5, 7, 11, 13, 17, 19 ...

Из соотношений (3.6.2) и (3.6.4) следует, что относительная величина высших гармоник в долях первой гармоники будет равна

$$\frac{I_{1(n)}}{I_{1(1)}} = \frac{\sin n \frac{\pi}{m_2}}{n \sin \frac{\pi}{m_2}} = \frac{\sin(kqm_2 \pm 1) \frac{\pi}{m_2}}{n \sin \frac{\pi}{m_2}} = \frac{\cos kq\pi}{n} = \pm \frac{1}{n}. \quad (3.6.7)$$

Знак свидетельствует о синфазности или противофазности соответствующей гармоники по отношению к первой. С ростом номера гармоник их относительное значение монотонно уменьшается.

На основании спектрального анализа первичных токов трансформаторов выпрямителей и зависимых инверторов можно сделать следующие **выводы**:

1. С ростом пульсности схем преобразования электроэнергии растут частоты высших гармоник первичного тока и уменьшается их относительная величина, т. е. форма тока приближается к синусоидальной, в пределе при бесконечно большой пульсности первичный ток становится синусоидальным;

2. Введение угла регулирования $\alpha(\beta)$ при допущении $X_d = \infty$ не изменяет ни частот гармоник, ни их относительных величин, приводя только к их сдвигу по фазе соответственно для n -х гармоник на угол $\varphi_{(n)} = n\alpha$ по отклонению к кривой напряжения сети. Это вызывает увеличение потребления из сети реактивной мощности пропорциональной $\sin \varphi_{(1)}$, и вследствие этого снижение (ухудшение) коэффициента мощности, как будет показано в разд. 3.10;

3. Учет угла коммутации γ , устраняя скачки в кривой первичного тока, не изменяет номера гармоник в ней, но уменьшает отно-

сительные величины высших гармоник из-за улучшения формы первичного тока. Для точного учета влияния коммутации на ток из-за сложного (нелинейного) характера изменения тока на интервалах коммутации (см. разд. 3.1) необходимы громоздкие формулы для гармоник тока [8]. Аппроксимация тока на интервалах коммутации линейной зависимостью (прямой) позволяет получать более простые формулы для его гармоник с погрешностью в несколько процентов [42, 43].

3.7. СПЕКТРЫ ВЫПРЯМЛЕННОГО И ИНВЕРТИРУЕМОГО НАПРЯЖЕНИЙ ВЕНТИЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Нахождение спектра выпрямленного напряжения, являющееся целью данного раздела, необходимо для расчета выходного фильтра выпрямителя и оценки показателей качества выпрямленного напряжения, через которые определяется ущерб в нагрузке от искаженного качества преобразованной энергии.

В кривой выпрямленного напряжения, показанной на рис. 3.7.1, присутствуют и синусные и косинусные составляющие ряда Фурье.

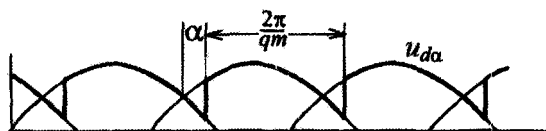


Рис. 3.7.1

Тогда, расположив начало отсчета в максимуме выпрямляемого напряжения u'_2 , определяемого как

$$u'_2 = \begin{cases} \sqrt{2}U_2 \cos \vartheta & \text{при } q = 1, \\ \sqrt{2}\sqrt{3} U_2 \cos \vartheta & \text{при } q = 2, \end{cases}$$

для действующего значения гармоники n -го порядка синусной части ряда Фурье выпрямленного напряжения получаем

$$U_{d\alpha(n)}^S = \frac{2}{2\pi} \sqrt{2} \int_{-\frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{p} + \alpha} \sqrt{2}U'_2 \cos \vartheta \sin n\vartheta d\vartheta =$$

$$= U_2' \frac{p}{\pi} \frac{2kp}{p^2 - 1} \sin \frac{\pi}{p} \sin \alpha = U_{d0} \frac{2kp}{(kp)^2 - 1} \sin \alpha. \quad (3.7.2)$$

В кривой выпрямленного напряжения присутствуют гармоники порядка

$$n = kqm_2 = kp, \quad (3.7.3)$$

где n – номер гармоники в выпрямленном напряжении по отношению к периоду сетевого напряжения; k – номер гармоники в выпрямленном напряжении по отношению к его периоду.

Аналогично действующее значение гармоники n -го порядка косинусной части ряда Фурье равно

$$U_{d\alpha(n)}^C = \frac{2}{2\pi\sqrt{2}} \int_{\frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{p} + \alpha} \sqrt{2} U_2' \cos \vartheta \cos n\vartheta \, d\vartheta = -U_{d0} \frac{2}{(kp)^2 - 1} \cos \alpha. \quad (3.7.3)$$

Действующее значение результирующей гармоники n -го порядка в кривой выпрямленного напряжения тогда равно ($n = kp$)

$$U_{d\alpha(n)} = \sqrt{(U_{d_n}^S)^2 + (U_{d_n}^C)^2} = \frac{2}{(kp)^2 - 1} \sqrt{1 + (kp \operatorname{tg} \alpha)^2} U_{d0} \cos \alpha. \quad (3.7.4)$$

Графики количественных зависимостей относительных величин гармоник выпрямленного напряжения $U_{d\alpha(n)}/U_{d0}$ от угла регулирования α приведены на рис. 3.7.2.

Значение гармоник порядка qm_2 в соответствующей схеме выпрямления определяет такой показатель качества постоянного напряжения, как коэффициент пульсаций K_n по (1.2.12), поскольку при $n = p = qm_2$

$$U_{d\alpha(p)}^* = \frac{U_{d\alpha(n)}}{U_{d0}} = \frac{K_n}{\sqrt{2}} C_p. \quad (3.7.5)$$

На рис. 3.7.2 показаны также зависимости и другого показателя качества выпрямлен

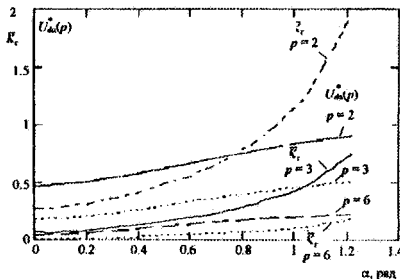


Рис. 3.7.2

ного напряжения – интегрального коэффициента гармоник \bar{K}_T , удобного, как было показано в гл. 2, для расчета индуктивности сглаживающего реактора. Можно показать, что в обоих случаях для получения выпрямленного тока одинакового качества (по значению коэффициента гармоник) соотношение индуктивностей сглаживающего реактора в выпрямителях с $qm_2 = 2, 3, 6$ должно быть примерно как $36 : 9 : 1$ при $\alpha = 0$.

Спектр напряжения в звене постоянного тока вентильного преобразователя, работающего в режиме зависимого инвертора, формально получается по тем же выражениям (3.7.1) – (3.7.4) при замене в них α на $180^\circ - \beta$.

Физически идентичность спектрального состава напряжений выпрямителя и зависимого инвертора при $\alpha = \beta$ обусловлена идентичностью временных диаграмм этих напряжений с позиций наблюдателей, рассматривающих их соответственно над осью времени в направлении оси времени и под ней в направлении, противоположном направлению оси времени.

Явление коммутации в вентильном преобразователе с учетом реальных параметров трансформатора приводит к дополнительному искажению формы выпрямленного и инвертируемого напряжений за счет угла коммутации γ , как было показано в разд. 3.1, 3.4, 3.5. Но так как при этом не изменяется период пульсаций выпрямленного напряжения, не изменяются и номера гармоник в выпрямленном напряжении, которые по-прежнему определяются по (3.7.2), а изменяется только их относительное содержание. Формулы для расчета величины гармоник напряжения в этом режиме, значительно более сложные, чем (3.7.4), приведены в [8].

Таким образом, качество выпрямленного напряжения растет с увеличением его пульсности, приближаясь к постоянному напряжению без пульсаций при стремлении к бесконечности эквивалентного числа вторичных фаз трансформатора. Идеальной синусоидой при этом становится и первичный ток трансформатора.

3.8. ОПТИМИЗАЦИЯ ЧИСЛА ВТОРИЧНЫХ ФАЗ ТРАНСФОРМАТОРА ВЫПРЯМИТЕЛЯ. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ МНОГОФАЗНЫЕ СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

При питании выпрямителей от промышленной сети общего пользования число первичных фаз трансформатора выпрямителя задано – одна или три. Вместе с тем число вторичных фаз транс-

форматора, как было видно при рассмотрении базовых ячеек выпрямителя, может быть больше числа первичных фаз. При необходимости оно может быть любым, в том числе и не кратным трем, что достигается комбинацией напряжений вторичных обмоток трансформатора, подобных соединению в зигзаг. Поэтому возникает вопрос об оптимальном числе фаз вторичного напряжения трансформатора с позиций других критериев, чем в двух предыдущих разделах, а именно прежде всего с позиции величины относительного значения полной мощности вторичных обмоток трансформатора S_2^* . В качестве цели анализа определим здесь установление общей зависимости S_2^* от числа вторичных фаз трансформатора сначала для однополупериодных схем выпрямления с $q = 1$, а затем и для двухполупериодных с $q = 2$.

В однополупериодных схемах выпрямления тока во вторичных обмотках трансформатора повторяют анодные токи вентилей, связанных с этими обмотками. При модели выпрямителя с допущениями $X_d = \infty$, $X_a = 0$ (учет влияния коммутации будет сделан в следующем разделе) действующее значение вторичного тока для угла $\lambda = 2\pi/m_2$ будет равно

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{m_2}}. \quad (3.8.1)$$

Тогда полная мощность вторичных обмоток трансформатора в относительных единицах с учетом (2.9.1) равна

$$\begin{aligned} S_2^* &= \frac{S_2}{P_{d0}} = \frac{m_2 U_2 I_2}{P_{d0}} = \frac{m_2}{P_{d0}} \frac{U_{d0}}{(m_2/\pi) \sin(\pi/m_2) \sqrt{2}} \frac{I_d}{\sqrt{m_2}} = \\ &= \frac{\pi}{\sqrt{2} \sin \pi/m_2 \sqrt{m_2}}. \end{aligned} \quad (3.8.2)$$

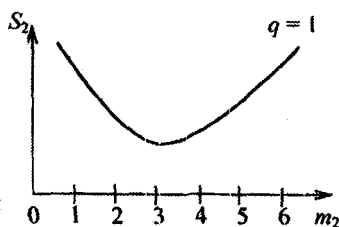


Рис. 3.8.1

График этой зависимости показан на рис. 3.8.1. Условно полагаем m непрерывной переменной и выделяем на полученной зависимости точки соответствующие реальным значениям $m_2 = 2, 3, 6, 12$. Видно, что экстремум непрерывной кривой находится вблизи $m_2 = 3$, это значение и будет

оптимальным значением числа вторичных фаз для однополупериодных выпрямителей.

В случае двухполупериодных выпрямителей к каждой вторичной обмотке трансформатора подключены по два вентиля, один из катодной группы и один из анодной группы вентиляей. Тогда действующее значение вторичного тока трансформатора определится с учетом того, что он образован двумя импульсами анодных токов длительностью $2\pi/m_2$ каждый (рис. 3.8.2):

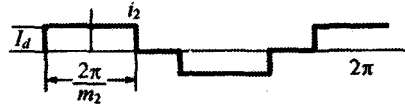


Рис. 3.8.2

$$I_2 = \frac{I_d \sqrt{2}}{\sqrt{m_2}}. \quad (3.8.3)$$

Полная мощность одной вторичной обмотки

$$S'_2 = U_2 I_2 = U_2 I_d \sqrt{\frac{2}{m_2}}. \quad (3.8.4)$$

Активная мощность, отдаваемая вторичной обмоткой в цепь выпрямленного тока, определяется взаимодействием первой гармоники вторичного тока с синусоидой вторичного напряжения. Действующее значение первой гармоники ряда Фурье для кривой тока, показанной на рис. 3.8.2, при выборе начала отсчета времени в середине импульса тока определяется так:

$$I_{2(1)} = \frac{4 \cdot 2}{2\pi \sqrt{2}} \int_0^{\pi/m_2} I_d \cos \vartheta \, d\vartheta = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} I_d \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (3.8.5)$$

Выражение для активной мощности вторичной обмотки будет иметь вид

$$P'_2 = U_2 I_{2(1)} = U_2 I_d \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (3.8.6)$$

С учетом (3.8.4) и (3.8.6) получаем полную мощность вторичных обмоток трансформатора в относительных единицах в виде

$$S_2^* = \frac{S'_2}{P'_2} = \frac{\sqrt{2} \pi U_2 I_d}{2 U_2 I_d \sqrt{m_2} \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m_2}} = \frac{\pi}{2 \sqrt{m_2} \sin \frac{\pi}{m_2}}. \quad (3.8.7)$$

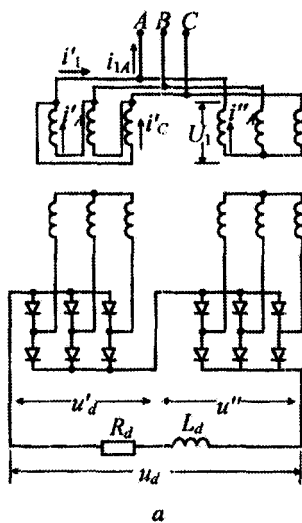
Эта зависимость показателя качества от m_2 с точностью до множителя $\sqrt{2}$ повторяет зависимость (3.8.2).

Таким образом, оптимальные числа вторичных фаз трансформатора по критерию S_2^* одинаковы для двухполупериодных и однополупериодных схем выпрямления. В то же время по критериям качества выпрямленного напряжения и первичного тока выпрямителя оптимальное число вторичных фаз трансформатора стремится к бесконечности. Отсюда становится очевидной необходимость построения мощных выпрямителей по таким схемам, у которых во вторичных обмотках трансформатора протекают токи с оптимальной для него длительностью $2\pi/3$, как у трехфазных схем, а по числу пульсности выпрямления эти схемы были бы аналогичны многофазным схемам выпрямления. Такие схемы получили название *эквивалентных многофазных схем выпрямления*.

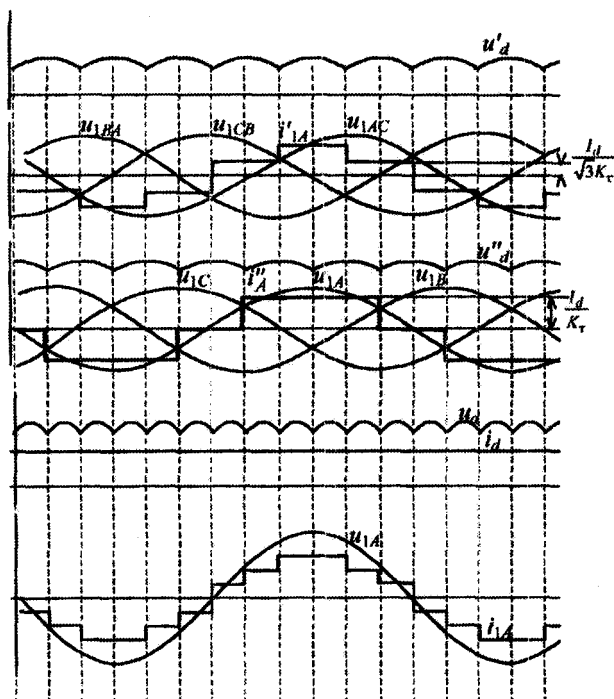
Широкое распространение для мощных высоковольтных схем выпрямления (прежде всего в системах передачи энергии постоянным током) получила схема эквивалентного двенадцатифазного выпрямления на базе двух трехфазных мостовых схем, показанная на рис. 3.8.3, а.

Здесь две трехфазные мостовые схемы выпрямления включены по входу параллельно, а по выходу — последовательно. Для получения сдвига в 30° между шестикратными пульсациями выпрямленных напряжений каждого моста первичные (либо вторичные) обмотки трансформатора одного моста соединены в треугольник и получают питание уже от линейных напряжений сети, сдвинутых относительно фазных напряжений на требуемый угол. Временные диаграммы напряжений и токов схемы, показанные на рис. 3.8.3, б, построены при тех же допущениях, что и у базовых ячеек выпрямителя, рассмотренных в гл. 2 ($X_d = \infty$, $X_a = 0$).

На первой диаграмме приведены трехфазная система первичных напряжений трансформатора левого моста, кривая выпрямленного напряжения этого моста u_d' и кривая линейного тока фазы трансформатора i_{1A}' . На второй диаграмме те же построения сделаны для правого моста. На третьей диаграмме построена кривая результирующего выпрямленного напряжения как сумма выпрямленных напряжений u_d' и u_d'' отдельных мостов. Видно, что период пульсаций выпрямленного напряжения u_d равен 30° , т. е. пульсации стали двенадцатикратными по отношению к частоте сетевого напряжения. На четвертой диаграмме построена кривая результирующего тока питающей сети как алгебраическая сумма первичных токов i_{1A}' , i_{1C}'' , образующих линейный ток левого трансформа-



a



б

Рис. 3.8.3

тора i'_{1A} , и тока i''_{1A} правого трансформатора. При этом учтено, что коэффициент трансформации левого трансформатора K'_T больше коэффициента трансформации правого трансформатора K_T в $\sqrt{3}$ раз, так как

$$K'_T = \frac{\sqrt{3} U_1}{U_2} = \sqrt{3} K_T'' = \sqrt{3} K_T.$$

Результирующая кривая тока на входе эквивалентного двенадцатифазного преобразователя содержит двенадцать ступеней периода, что в соответствии с законом Чернышева (3.5.3) подтверждает двенадцатифазность выпрямления.

Таким образом, объединяя несколько схем выпрямления трехфазного тока с оптимальной длительностью токов во вторичных обмотках трансформаторов $\lambda = 2\pi/3$ и комбинируя схемы включения первичных и вторичных обмоток для получения эквивалентной многофазной системы выпрямляемых напряжений можно получить эквивалентные 24-, 48- и даже 96-фазные выпрямители.

3.9.* ВЛИЯНИЕ КОММУТАЦИИ НА ДЕЙСТВУЮЩИЕ ЗНАЧЕНИЯ ТОКОВ ТРАНСФОРМАТОРА И ЕГО ТИПОВУЮ МОЩНОСТЬ

Наличие индуктивности рассеивания обмоток трансформаторов приводит, как было показано в разд. 3.1, к устранению в них скачков тока и появлению коммутационных участков с плавным изменением тока на них. Кривая тока как бы фильтруется по высшим гармоникам, что приводит к улучшению ее гармонического состава (см. разд. 3.6). Это вызовет и изменение действующих значений токов, а значит, и полных мощностей обмоток, определение которых и является целью данного раздела.

Для получения в простой форме корректирующих поправок от коммутации в формулах для расчета действующих значений токов трансформатора заменим нелинейный характер изменения тока на интервале коммутации γ по (3.1.4) на линейный. Кривые первичных (и вторичных при $K_T = 1$) токов рассмотренных базовых схем двухполупериодного выпрямления однофазного (а) и трехфазного (б) тока показаны на рис. 3.9.1.

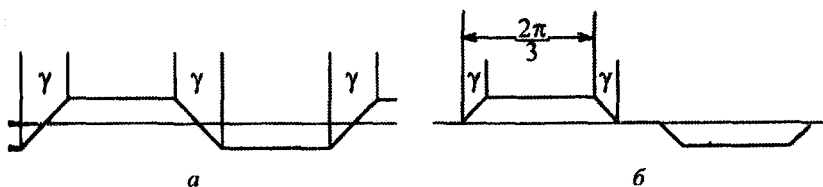


Рис. 3.9.1

Для этих форм тока нетрудно показать, что их действующие значения с учетом коммутации $I_{1\gamma}$ будут равны:

для двухпульсных схем

$$I_{1\gamma} = \frac{I_d}{K_T} \sqrt{1 - \frac{2\gamma}{3\pi}} = I_1 \sqrt{1 - \frac{2\gamma}{3\pi}}, \quad (3.9.1)$$

для шестипульсных схем выпрямления

$$I_{1\gamma} = \frac{I_d}{K_T} \sqrt{1 - \frac{\gamma}{2\pi}} \sqrt{\frac{2}{3}} = I_1 \sqrt{1 - \frac{\gamma}{2\pi}}. \quad (3.9.2)$$

Тогда типовая мощность трансформатора с учетом коммутации равна для двухполупериодного выпрямителя однофазного тока

$$S_{T\gamma} = U_1 I_{1\gamma} = U_1 I_1 \sqrt{1 - \frac{2\gamma}{3\pi}} = S_2 \sqrt{1 - \frac{2\gamma}{3\pi}} \quad (3.9.3)$$

и для двухполупериодного выпрямителя трехфазного тока

$$S_{T\gamma} = 3U_1 I_{1\gamma} = 3U_1 I_1 \sqrt{1 - \frac{\gamma}{2\pi}} = S_1 \sqrt{1 - \Psi(\gamma, m_2)}. \quad (3.9.4)$$

Последнее равенство представляет собой обобщение для двухполупериодных схем выпрямления, где вид функции $\Psi(\gamma)$, определяющей значение корректирующего множителя при S_1 , зависит от числа фаз выпрямителя.

Таким образом, коммутация, улучшая форму токов в обмотках трансформатора, уменьшает его типовую мощность. Этот вывод справедлив и для однополупериодных схем выпрямления. Очевидно, коммутация изменит и входной коэффициент мощности выпрямителя (см. следующий раздел).

Линейная аппроксимация входного тока выпрямителя на интервалах коммутации позволяет упростить и вычисление дифференциального коэффициента гармоник этого тока, который, как будет показано в разд. 3.13, определяет степень обратного влияния выпрямителя на искажение напряжения питающей сети. В соответствии с (1.5.25) дифференциальный коэффициент гармоник то-

ка можно вычислить через действующее значение первой про-
водной тока \hat{I} :

$$\hat{K}_r = \sqrt{\left(\frac{\hat{I}}{\omega I_{(1)}}\right)^2 - 1}. \quad (3.9.5)$$

Значение \hat{I} легко находится для кривых тока, изображенны-
на рис. 3.9.1, *а*, для тока, показанного кривой на рис. 3.9.1, *б*,
имеем

$$\hat{I} = \frac{I_d}{K_r \gamma} \frac{1}{\sqrt{\pi/\gamma}} = \frac{I_d}{K_r \sqrt{\gamma \pi}}. \quad (3.9.6)$$

Действующее значение первой гармоники тока, изображенно-
на рис. 3.9.1, *б*, точно находим по [42], а приближенно, пренебре-
гая влиянием γ , — по формуле

$$I_{(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{I_d}{K_r}. \quad (3.9.7)$$

Тогда

$$\hat{K}_r \cong \sqrt{\frac{\pi}{\gamma} - 1}. \quad (3.9.8)$$

Этот показатель, как будет показано в разд. 3.13, интегрально
определяет степень обратного влияния преобразователя на питаю-
щую сеть.

3.10. КПД И КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ ВЕНТИЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В РЕЖИМЕ ВЫПРЯМЛЕНИЯ И ЗАВИСИМОГО ИНВЕРТИРОВАНИЯ

Целью данного раздела является изучение зависимости дву-
основных энергетических показателей вентильного преобразовате-
ля от параметров его схемы и режима.

3.10.1. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ

Коэффициент полезного действия (КПД) определяется отно-
шением активной мощности на выходе преобразователя к актив-
ной мощности на входе. Применительно к выпрямительному ре-
жиму работы вентильного преобразователя это означает

$$\eta = \frac{P_d}{P_1} = \frac{P_d}{P_d + \Delta P}, \quad (3.10.1)$$

для режима зависимого инвертора –

$$\eta = \frac{P_l}{P_d} = \frac{P_d - \Delta P}{P_d}. \quad (3.10.2)$$

Здесь ΔP – потери активной мощности внутри вентиляльного преобразователя, которые складываются из потерь в трансформаторе ΔP_τ , вентилях ΔP_v , фильтре ΔP_ϕ , системе управления ΔP_y :

$$\Delta P = \Delta P_\tau + \Delta P_v + \Delta P_\phi + \Delta P_y. \quad (3.10.3)$$

Потери в трансформаторе состоят из потерь в стали трансформатора и потерь в меди обмоток. Первые можно приравнять потерям, определенным из опыта холостого хода $\Delta P_{хх}$, когда магнитный поток номинальный, а токов в обмотках нет (пренебрегая током намагничивания). Вторые при номинальной нагрузке можно приравнять потерям, определенным из опыта короткого замыкания $\Delta P_{кз}$, когда в обмотках трансформатора протекают номинальные токи, а магнитного потока практически нет при малых значениях напряжения короткого замыкания трансформатора, прикладываемого в этом опыте к первичным обмоткам трансформатора. Тогда

$$\Delta P_\tau = \Delta P_{хх} + \Delta P_{кз} (I_d / I_{дн})^2. \quad (3.10.4)$$

Потери активной мощности в вентилях складываются из потерь от протекания прямого анодного тока через открытый клапан $\Delta P_{пр}$, протекания обратного тока через закрытый клапан $\Delta P_{об}$, потерь на переключение, связанных с конечными временами включения и выключения клапана, $\Delta P_{пер}$:

$$\Delta P = \Delta P_{пр} + \Delta P_{об} + \Delta P_{пер}. \quad (3.10.5)$$

Для упрощения расчета $\Delta P_{пр}$ нелинейная вольт-амперная характеристика клапана в прямом направлении аппроксимируется кусочно-линейными зависимостями, как показано на рис. 1.3.2. Это приводит к схеме замещения клапана в прямом направлении, состоящей из источника постоянного напряжения ΔU_0 (напряжение отсечки) и активного динамического сопротивления $R_{дин}$. Тогда активная мощность, выделяемая в такой цепи, будет равна

$$\Delta P_{пр} = I_a \Delta U_0 + I_{а.д}^2 R_{дин} = I_a \Delta U_0 + I_a^2 K_\phi^2 R_{дин}. \quad (3.10.6)$$

Потери активной мощности при действии на клапане обратного напряжения $\Delta P_{об}$, как правило, пренебрежимо малы в силу малости обратного тока клапана.

Потери активной мощности при переключении вентиля таковы относительно невелики по сравнению с $\Delta P_{\text{пр}}$ при частотах переключения (частоте питающего напряжения), не превышающих 400 Гц. При работе вентиля на высоких частотах эти потери становятся заметными или даже основными в общих потерях. В этих случаях расчет потерь на переключение существенно определяется формами токов и напряжений вентиля и в последующих главах посвященных работе преобразовательных устройств при высоких частотах коммутации, эти особенности расчета будут рассмотрены.

Активная мощность в звене постоянного тока P_d в общем случае при конечном значении сглаживающего реактора X_d равна сумме активных мощностей от взаимодействия одноименных гармоник напряжения и тока:

$$P_d = \sum_{k=0}^{\infty} P_{d(k)} = \sum_{k=0}^{\infty} U_{d(k)} I_{d(k)} \cos \varphi_{(k)}. \quad (3.10.7)$$

При идеально сглаженном токе ($X_d = \infty$) получаем

$$P_d = U_d I_d. \quad (3.10.8)$$

Знание P_d и ΔP позволяет рассчитывать КПД преобразователя в зависимости от изменения нагрузки или при регулировании U_d .

3.10.2. КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ

Коэффициент мощности в цепи переменного тока вентильного преобразователя (на входе выпрямителя и выходе инвертора) определяется отношением активной мощности к полной. Для выпрямителя это дает

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = \frac{m_1 U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_{1(1)}}{m_1 U_1 I_1} = v_1 \cos \varphi_{1(1)}, \quad (3.10.9)$$

где v_1 — отношение действующего значения первой гармоники тока первичной обмотки трансформатора к действующему значению первичного тока, называемое *коэффициентом искажения тока*.

Сдвиг первой гармоники первичного тока относительно кривой первичного напряжения, имеющего синусоидальную форму, обусловлен в вентильном преобразователе двумя причинами. Во-первых, наличием угла коммутации γ , во-вторых, наличием угла регулирования α , что позволяет записать приближенно

$$\varphi_{1(1)} \cong \left(\frac{1}{2} \dots \frac{2}{3} \right) \gamma + \alpha. \quad (3.10.10)$$

Коэффициент $1/2$ берется при α , близких к 90° , а коэффициент $1/3$ — при α , близких к малым углам. При линейной аппроксимации коммутационного участка тока (см. предыдущий раздел) всегда надо брать коэффициент 0,5.

Для режима зависимого инвертора аналогично (3.10.10) получим

$$\varphi_{1(l)} = \beta - \left(\frac{1}{2} \dots \frac{2}{3} \right) \gamma. \quad (3.10.11)$$

Итак, в соответствии с (3.10.9) коэффициент мощности можно интерпретировать как степень полезного использования пропускной способности электротехнического оборудования, которое выбрано на полную мощность, а через него будет пропущена для преобразования в другие виды энергии активная мощность $P_1 = \chi S_1$. Кроме того, качество входного тока определяет степень негативного обратного влияния вентильного преобразователя на сеть переменного тока (см. разд. 3.13).

Особенно показательным становится выражение для коэффициента мощности вентильного преобразователя при допущении $X_s = 0$, $X_d = \infty$, когда $\gamma = 0$, $\varphi_{1(l)} = \alpha$. Тогда (3.10.9) преобразуется с учетом (2.9.3) к следующему виду:

$$\chi = v_I \cos \varphi_{1(l)} = v_I \cos \alpha = v_I C_p. \quad (3.10.12)$$

Эта важнейшая энергетическая характеристика преобразователя показывает, какой ценой на входе дается регулирование напряжения на выходе.

Таким образом, коэффициент мощности вентильного преобразователя линейно зависит от степени регулирования напряжения в звене постоянного тока. Это «ахиллесова пята» всех (рассмотренных) вентильных преобразователей на вентилях с неполным управлением (тиристорах). Наличие большой доли вентильной нагрузки в электрической сети обостряет для энергетиков проблему поддержания коэффициента мощности в сети на нормативном или оптимальном уровнях (обычно порядка 0,9). Это делает актуальной задачу построения вентильных преобразователей с улучшенными энергетическими показателями (коэффициентом мощности и КПД), пути решения которой рассмотрены в следующем разделе и гл. 13.

3.11. ВЫПРЯМИТЕЛИ НА ПОЛНОСТЬЮ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЕНТИЛЯХ

Целью данного раздела является изучение выпрямителей, выполненных на полностью управляемых вентилях (запираемых тиристорах, транзисторах).

Рассмотренные управляемые выпрямители на вентилях с полным управлением характеризуются тем, что при включении очередного вентиля к проводящему ток нагрузке вентилю прикладывается обратное напряжение и он выключается (запирается) естественным образом. Поэтому такая коммутация тока с вентилями, когда вентиль получила название *естественной коммутации*. Но поддержание включения вентиля относительно точек естественного зажигания на угол α приводит к потреблению выпрямителем от питающей сети реактивной мощности и снижению его входного коэффициента мощности с ростом угла α .

Коммутация токов в схемах выпрямления на вентилях с полным управлением, способных включаться и выключаться воздействием по цепи управления при наличии на вентиле прямого напряжения, называется *принудительной коммутацией*. (Раньше вентилям с неполным управлением искусственно придавались свойства вентиля с полным управлением за счет специального схемотехнического решения — узла искусственной коммутации. Такая коммутация называется *искусственной* [11, 12, 16].) Принудительная коммутация позволяет регулировать выпрямленное напряжение другими способами, которым не присуща указанная особенность отстающего фазового регулирования. Здесь будут рассмотрены три таких способа:

- опережающее фазовое регулирование;
- широтно-импульсное регулирование выпрямленного напряжения;
- принудительное формирование кривой первичного тока выпрямителя.

3.11.1.* ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ОПЕРЕЖАЮЩИМ ФАЗОВЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Схема трехфазного мостового выпрямителя на запираемых тиристорах показана на рис. 3.11.1, временные диаграммы приведены на рис. 3.11.2.

Базовая схема трехфазного мостового выпрямителя на запираемых тиристорах здесь дополнена устройством для сброса на-

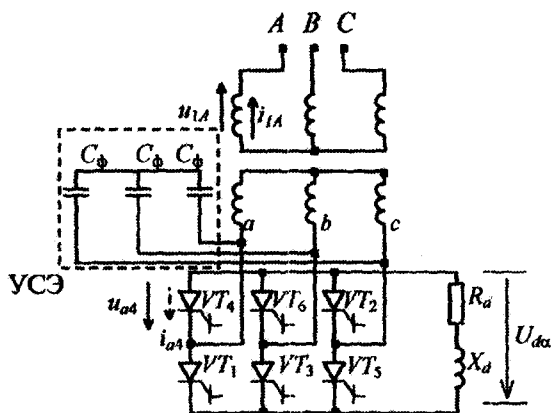


Рис. 3.11.1

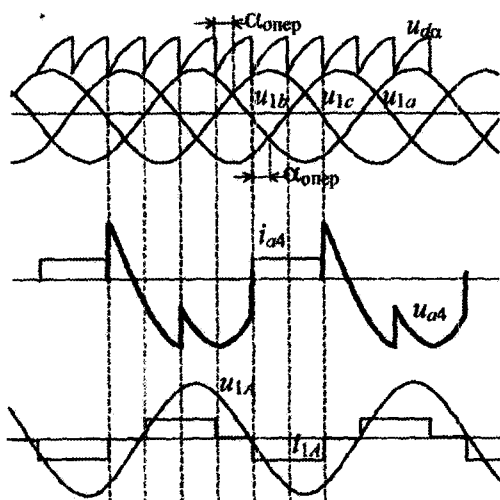


Рис. 3.11.2

копленной энергии (УСЭ) из индуктивностей рассеивания реального трансформатора. Это устройство состоит из трехфазного блока конденсаторов C_ϕ , соединенных в звезду или треугольник и включенных на входе вентильного блока. Очередной вентиль отпирается в момент подачи на него импульса управления с опережающим углом регулирования $\alpha_{оп}$ относительно соответствующей точки естественной коммутации с одновременной подачей импульса управления на запираение проводящего вентиля. В результа-

те ток в выключаемом венти́ле скачком упадет до нуля (процессами рассасывания накопленных носителей в венти́ле пренебрегаем), а ток во включаемом венти́ле скачком вырастет до тока нагрузки. Коммутация же токов в обмотках трансформатора, связанных этими венти́лями, из-за наличия индуктивностей рассеивания обмоток будет длиться в течение конечного времени коммутации γ .

Нетрудно убедиться в том, что внешняя, регулировочная энергетические характеристики выпрямителя с опережающим фазовым регулированием при допущении $X_d = \infty$ получаются из соответствующих характеристик выпрямителя с отстающим фазовым регулированием при замене в них угла α на угол $-\alpha_{оп}$ и имеют аналогичный вид, за исключением характеристик, для которых важен знак реактивной мощности на входе выпрямителя. Теперь входной ток выпрямителя опережает напряжение питающей сети на угол $\alpha_{оп}$ (пренебрегаем γ), т. е. выпрямитель превратился из потребителя реактивной мощности в генератор реактивной мощности. Это позволяет построить составной выпрямитель из двух однотипных выпрямительных ячеек, включенных параллельно по входам и последовательно (или параллельно) по выходу. Если управлять одной ячейкой с углами α , а другой — с углами $|\alpha_{оп}| = \alpha$, то, очевидно, такой составной выпрямитель не будет потреблять по входу реактивной мощности сдвига, так как результирующий входной ток будет в фазе с напряжением питающей сети [16]. При этом форма выпрямленного напряжения будет такой же, как и при однократном широтно-импульсном регулировании выпрямленного напряжения, которое рассматривается в следующем разделе.

3.11.2.* ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Рассматриваемый выпрямитель состоит из базовой ячейки выпрямления трехфазного напряжения по мостовой схеме и УСЭ, как и предыдущая схема. Внешне эти два типа выпрямителя одинаковы. Различие электромагнитных процессов в них обусловлено только различием алгоритмов управления венти́лями.

Временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя с широтно-импульсным регулированием (ШИР) выпрямленного напряжения показаны на рис. 3.11.3.

Формирование импульса напряжения на выходе выпрямителя обеспечивается включением одного венти́ля в катодной группе и одного — в анодной, как и в обычном выпрямителе на венти́лях с неполным управлением и фазовым регулированием выпрямлен-

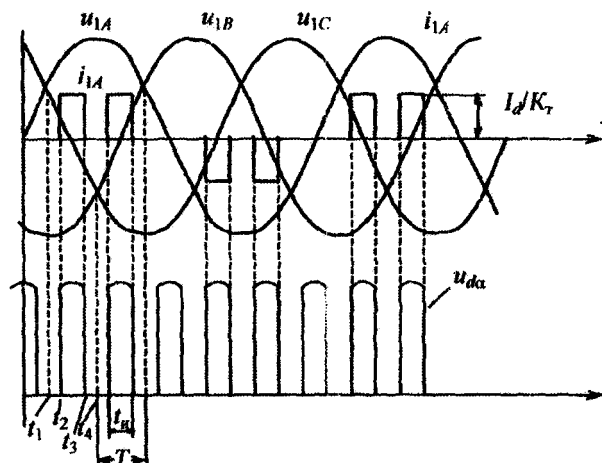


Рис. 3.11.3

ного напряжения, например, включением вентилях VT_1 и VT_6 на интервале t_2t_3 . Формирование нулевой паузы напряжения на выходе выпрямителя на интервале t_3t_5 обеспечивается закрыванием по цепи управления запираемого тиристора VT_6 (или VT_1) с одновременным отпиранием другого тиристора работающего плеча схемы, т. е. VT_4 (или VT_2). При этом ток нагрузки, поддерживаемый накопленной энергией в сглаживающем реакторе с индуктивностью L_d , будет протекать через два проводящих вентиля одного плеча схемы, в рассматриваемый отрезок времени это будут вентили VT_1 и VT_4 (или VT_2 и VT_6).

Энергия, накопленная в индуктивностях рассеивания обмоток трансформатора, участвующих в коммутации (здесь – фазы a и b), обрасывается сначала в конденсаторы C_ϕ , подзаряжая их, а из них отбирается частично обратно в сеть и частично в нагрузку выпрямителя.

Очевидно, что на интервалах замыкания тока нагрузки через вентили одного плеча моста выпрямитель оказывается отключенным от трансформатора и в его обмотках тока не будет, если пренебрегать токами намагничивания трансформатора и токами конденсаторов фильтра C_ϕ . Таким образом, токи трансформатора подержаются также широтно-импульсному регулированию, как и выпрямленное напряжение, как это видно по кривой i_{1A} .

Рассмотренные временные диаграммы токов и напряжений выпрямителя относятся к случаю, когда частота импульсов выходно-

го напряжения выпрямителя в шесть раз выше частоты питающего напряжения. Для повышения быстродействия регулирования выпрямленного напряжения и тока эта частота может быть увеличена в 2, 3, 4 ... раз, тогда на интервале $t_1 t_4$ в кривой первичного тока будут соответственно 2, 3, 4 ... импульса (т. е. вместо шестикратного ШИР будут двенадцати-, восемнадцати-, ... n -кратные ШИР).

Входной коэффициент мощности выпрямителя с ШИР будет

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = \frac{P_d}{S_1} = \frac{U_{d\alpha} I_d}{3U_1 I_1} = \frac{C_p U_{d0} I_d}{3K_T E_2 \frac{I_d}{K_T} \sqrt{\frac{6T_T}{4t_u}}} = \frac{3}{\pi} \sqrt{C_p} \quad (3.11.1)$$

с учетом коэффициента преобразования по напряжению $K_{пн}$ и уравнения регулировочной характеристики при ШИР (пульсацией амплитуды импульсов пренебрегаем)

$$C_p = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} = \frac{t_n}{T_T} \quad (3.11.2)$$

Итак, из сравнения формулы (3.11.1) с (3.10.12) видно улучшение входного коэффициента мощности при ШИР. Помимо количественного различия входного коэффициента мощности при фазовом регулировании и ШИР имеется и качественное различие. При отстающем фазном регулировании ухудшение коэффициента мощности обуславливается ростом отставания первичного тока относительно напряжения сети, т. е. увеличением потребления реактивной мощности сдвига из сети. При ШИР первичный ток всегда находится в фазе с напряжением, а ухудшается его гармонический состав при уменьшении длительности импульсов тока, т. е. нарастает потребление из сети мощности искажения.

3.11.3. ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ПРИНУДИТЕЛЬНЫМ ФОРМИРОВАНИЕМ КРИВОЙ ТОКА, ПОТРЕБЛЯЕМОГО ИЗ ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ

Во всех ранее рассмотренных схемах выпрямления коммутация тока в вентилях сопровождалась коммутацией токов в фазах питающей сети. В выпрямителях на вентилях с неполным управлением обе коммутации осуществлялись параллельно, в выпрямителях на вентилях с полным управлением, рассмотренных в этом разделе, сначала осуществлялась коммутация тока в вентилях, а затем — токов в фазах. В обоих случаях это приводило к импульсному характеру токов в фазах входного трансформатора и в сети, т. е.

сниженному качеству тока по сравнению с токами линейных потребителей электрической энергии.

Можно существенно «выправить» нелинейность вентиляльного преобразователя по входу, если дать вентиляльному преобразователю возможность формировать кривую его входного тока. Для этого, очевидно, во-первых, необходимо, чтобы преобразователь был выполнен на полностью управляемых вентилях, и, во-вторых, чтобы после выключения вентиля оставался путь для продолжения протекания тока фазы через дополнительный вентиль. Однофазная полумостовая схема такого преобразователя на запираемых тиристорах показана на рис. 3.11.4.

Здесь дополнительными вентилями являются диоды VD_1 , VD_2 . Второе плечо моста образовано конденсаторами C_1 , C_2 , с которых одновременно, как с выходного емкостного фильтра выпрямителя, снимается постоянное напряжение U_d .

Входной реактор с индуктивностью L_ϕ , роль которой может выполнить и индуктивность рассеивания входного трансформатора при его наличии, предназначен для сглаживания пульсаций, обусловленных коммутациями вентилях, в непрерывной (без токовых пауз) кривой входного тока.

Можно промодулировать методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ) длительность проводящего состояния запираемых тиристоров, коммутируемых с повышенной частотой, по синусоидальному закону с частотой, равной частоте напряжения питающей сети. Тогда при условии постоянства напряжения U_d на выходе моста на его входе образуется широтно-модулированная последовательность двухполярных импульсов u .

Положительный импульс напряжения на входе моста u создается при включенном состоянии запираемого тиристора VT_2 или диода VD_2 (в зависимости от направления тока через это плечо моста), а отрицательный импульс напряжения u – при включенном состоянии запираемого тиристора VT_1 или диода VD_1 . Под действием разности напряжения сети u_1 и сформированного соответствующим управлением напряжения u будет протекать непрерывно ток i_1 с пульсациями, ограничиваемый индуктивностью L_ϕ . При

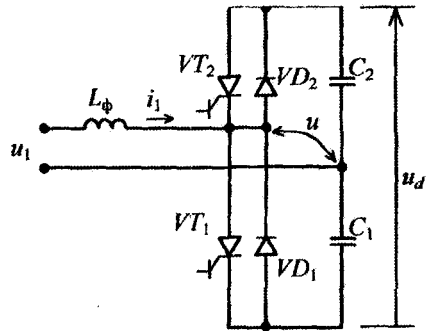


Рис. 3.11.4

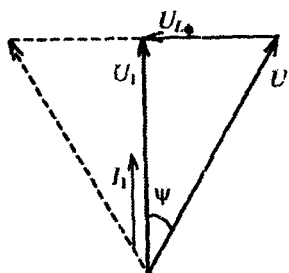


Рис. 3.11.5

определенных соотношениях между этими напряжениями фаза первой гармоники тока, как видно из векторной диаграммы на рис. 3.11.5, может равняться нулю.

При достаточном превышении (в десять раз и более) частоты коммутации тиристоров над частотой напряжения сети пульсации тока могут стать малыми, т. е. входной ток выпрямителя будет практически синусоидальным.

Схема подобного выпрямителя с питанием от трехфазной сети образуется из трех аналогичных вентильных плеч, как показано на рис. 3.11.6. При этом потребность в емкостном делителе напряжения, имеющемся в однофазной схеме, здесь уже отпадает.

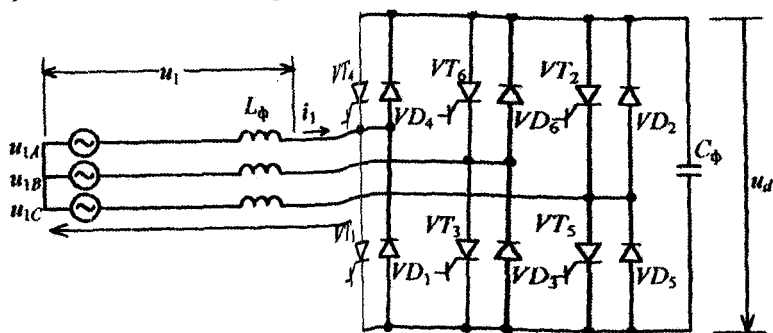


Рис. 3.11.6

Как видно из части векторной диаграммы (см. рис. 3.11.5), изображенной штриховой линией, при отрицательном значении угла ψ и той же величине напряжения u на входе вентильного комплекта ток в цепи постоянного тока преобразователя будет в противофазе с напряжением. Это означает переход вентильного преобразователя с ШИМ в инверторный режим, так как активная мощность из цепи постоянного тока теперь отдается в сеть переменного напряжения. Уменьшением угла управления ψ до нуля можно свести до нуля и активную мощность как в выпрямительном, так и в инверторном режимах. При этом напряжение в звене постоянного тока сохраняет знак и меняется в ограниченных пределах, что отличает выпрямительно-инверторные режимы в таком преобразователе с ШИМ от выпрямительно-инверторных режимов в преобразователе

на вентилях с неполным управлением и фазовым способом регулирования (см. разд. 3.4).

Основные характеристики такого выпрямителя будут приведены в гл. 8, посвященной автономным инверторам, так как этот выпрямитель можно рассматривать как *обращенный инвертор* напряжения (см. разд. 13.4).

Если нет требования к необходимости рекуперации энергии из цепи постоянного тока выпрямителя, т. е. обеспечения возможности инверторного режима, то схема выпрямителя с принудительным формированием входного тока упрощается и для однофазной сети приобретает вид, показанный на рис. 3.11.7, а, ее временные диаграммы представлены на рис. 3.11.7, б.

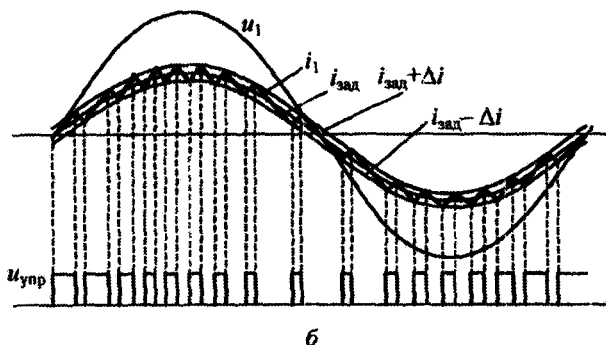
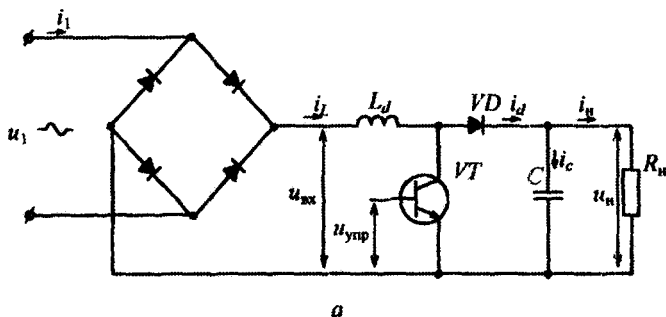


Рис. 3.11.7

Схема содержит однофазную мостовую схему неуправляемого выпрямителя, накопительный реактор с индуктивностью L_d , транзистор (вентиль с полным управлением), накопительный конденсатор C с разделительным диодом VD . Эта часть схемы после диод-

ного выпрямителя представляет собой, как будет показано в гл. 7, разновидность повышающего преобразователя постоянного напряжения в постоянное. На качественном уровне его режим работы такой. При проводящем состоянии транзистора все выпрямленное напряжение диодного моста прикладывается к накопительному реактору, ток в нем нарастает (интервал импульса управления $U_{упр}$ на рис. 3.11.7, б). При выключении транзистора ток накопительного реактора через разделительный диод VD заряжает накопительный конденсатор C и питает цепь нагрузки. Модулируя соответствующим образом длительность проводящего состояния транзистора с частотой, во много раз превышающей частоту питающего напряжения, можно сформировать практически синусоидальные полуволны тока в накопительном реакторе L_d , синфазные с выпрямленным напряжением. Выпрямленный ток в такой однофазной схеме (при проводимости диодов выпрямителя по полупериода сети коммутационная функция моста Ψ_n — прямоугольное колебание) есть модуль входного тока по (1.4.2). Тогда на входе выпрямителя получается практически синусоидальный ток, находящийся в фазе с напряжением сети. При этом выходное напряжение преобразователя U_d должно быть больше амплитуды выпрямленного напряжения на выходе диодного моста. Это необходимо для обеспечения управления спадом тока накопительного реактора с индуктивностью L_d на интервале выключения транзистора, когда к реактору прикладывается разность указанных напряжений в направлении, обратном тому, которое было на интервале нарастания тока.

Формально данный составной преобразователь образован каскадным включением двух простых указанных вентильных преобразователей и должен бы быть рассмотрен по нашей методике в гл. 13, посвященной составным преобразователям. Но широкое распространение этой схемы выпрямления, прежде всего для целей питания стабилизированным напряжением маломощных нагрузок (устройства управления, теле-, радио- и бытовая аппаратура), оправдывает ее качественное рассмотрение здесь. На Западе эта схема получила название *корректора коэффициента мощности* за свойство обеспечивать входной коэффициент мощности практически равным единице. Родилась она в результате упрощения рассмотренных выше схем однокаскадных выпрямителей с принудительным формированием входного тока, обладающих способностью к рекуперации энергии из нагрузки [19]. Снятие этого требования позволило перенести функцию принудительного формиро-

влияния кривой тока из цепи переменного тока (см. рис. 3.11.4 и 3.11.6) в цепь постоянного тока, как в схеме, приведенной на рис. 3.11.7. Схема с двухкаскадным преобразованием и всего одним управляемым вентиляем оказалась дешевле схемы с однокаскадным преобразованием, но с двумя управляемыми вентилями.

Таким образом, у выпрямителей на вентилях с полным управлением (запираемых тиристорах, силовых транзисторах) лучше входные энергетические характеристики по сравнению со случаем выполнения их на не полностью управляемых вентилях (тиристорах). Новые схемные решения делают значительный шаг на пути построения выпрямителя-идеала, характеризующегося полной электромагнитной совместимостью с питающей сетью, т. е. регулируемым в полном диапазоне постоянным напряжением на выходе и синусоидальным током на входе, синфазным с напряжением сети (см. подробнее разд. 13.4).

3.12. РЕВЕРСИВНЫЙ ВЕНТИЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ (РЕВЕРСИВНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ)

Целью этого раздела является рассмотрение вентильных преобразователей, которые имеют возможность задавать на выходе любые сочетания полярностей постоянных напряжения и тока.

Одиночный вентильный преобразователь обеспечивает возможность реверса полярности напряжения на нагрузке при сохранении в ней направления тока (см. рис. 3.4.4). В то же время многие области техники и в первую очередь электропривод требуют источников, которые могли бы реверсировать не только напряжение, но и ток в нагрузке, что требует уже четырехквadrантных внешних характеристик. Для этого вентильный преобразователь должен быть способен пропускать через себя постоянный ток любого направления, аналогично традиционным для энергетики другим источникам постоянного напряжения типа электромашинного генератора постоянного тока или аккумулятора. Подобный регулируемый реверсивный источник может быть получен на основе двух базовых вентильных преобразователей, включенных таким образом, чтобы обеспечить протекание тока нагрузки в обоих направлениях. Эта система получила название *реверсивного вентильного преобразователя* (РВП). Если каждый нереверсивный вентильный преобразователь, входящий в состав реверсивного, питается от отдельной системы вторичных обмоток силового

трансформатора, то такая схема называется *перекрестной*, а при питании обоих вентильных комплектов от одной системы вторичных обмоток трансформаторов схема называется *встречно-параллельной*. Схемы допускают использование однотипных и разнотипных модулей силовых вентилей, т. е. групп вентилей, собранных катодами (анодами) и собранных в одном корпусе. При выполнении вентильных преобразователей на тиристорах чаще всего используют встречно-параллельную схему. Схема реверсивного вентильного преобразователя при трехфазном однополупериодном выпрямлении и встречно-параллельном включении вентильных комплектов показана на рис. 3.12.1.

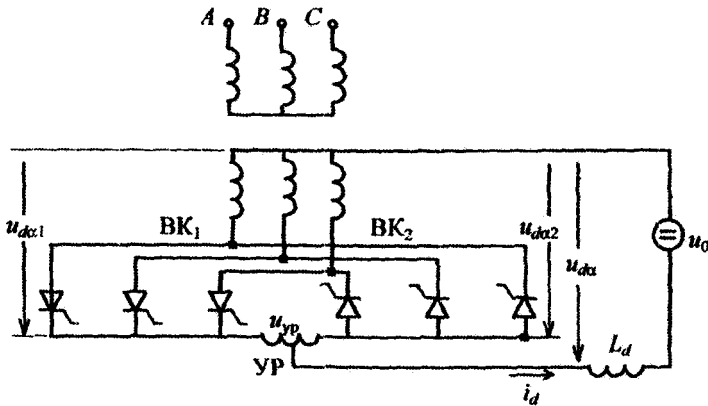


Рис. 3.12.1

Построение РВП путем встречно-параллельного соединения двух вентильных комплектов $ВК_1$ и $ВК_2$ приводит к созданию дополнительного контура для тока, не включающего контур нагрузки. Этот контур образуется обмотками трансформатора и вентилями комплектов $ВК_1$ и $ВК_2$ и называется *уравнительным*, а ток, протекающий в нем, — *уравнительным током*. Величина уравнительного тока определяется разностью мгновенных значений напряжений, даваемых вентильными комплектами $ВК_1$ и $ВК_2$ и величиной сопротивления в уравнительном контуре.

Практическое отсутствие активного сопротивления в уравнительном контуре требует согласования средних значений напряжений вентильных комплектов с целью исключения возможности возникновения непрерывного уравнительного тока. Для этого средние значения напряжений вентильных комплектов $ВК_1$ и $ВК_2$

должны удовлетворять уравнению (пренебрегая вначале ΔU_0 и током нагрузки)

$$U_{d\alpha 1} = -U_{d\alpha 2}. \quad (3.12.1)$$

Иначе говоря, поскольку вентиляльные комплекты включены параллельно, требуется равенство средних значений их напряжений, а с учетом того, что они включены еще и встречно, необходима противоположность знаков собственных напряжений, а для этого нужно, чтобы $\alpha_1(\alpha_2) < 90^\circ$, $\alpha_2(\alpha_1) > 90^\circ$. Тогда, принимая во внимание уравнения регулировочной характеристики (2.9.2), запишем

$$U_{d0} \cos \alpha_1 + U_{d0} \cos \alpha_2 = 0$$

или

$$2 \cos \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \cos \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2} = 0,$$

где α_1 и α_2 — углы регулирования ВК₁ и ВК₂ соответственно. Равенство может быть выполнено при двух условиях:

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ, \quad (3.12.2)$$

$$\alpha_1 - \alpha_2 = 180^\circ. \quad (3.12.3)$$

Уравнение (3.12.2) и есть условие согласования управления двумя вентиляльными комплектами РВП. При его выполнении уравнительный ток будет предельно непрерывным, так как разница мгновенных значений напряжений вентиляльных комплектов ВК₁ и ВК₂ в этом случае — чисто переменная функция.

Выражение (3.12.3) в случае выполнения РВП на не полностью управляемых вентилях физически нереализуемо, так как требует или $\alpha_1 > 180^\circ$, или $\alpha_2 < 0$, чего не может быть при естественной коммутации. Только использование вентилях с полным управлением позволяет согласовать управление двумя комплектами в соответствии с условием (3.12.3). При этом в случае четного p равно нулю и разница мгновенных значений напряжений вентиляльных комплектов, что вообще устраняет причину возникновения уравнительного тока в РВП, как показано в [16].

Уравнение (3.12.2) является условием точного равенства средних значений напряжений вентиляльных комплектов на холостом ходу (без нагрузки), поэтому оно может быть названо условием согласования при совместном (одновременном) управлении вентиляльными комплектами.

Условие согласования (3.12.2) углов управления α_1 и α_2 вентиляльными комплектами означает, что при $\alpha_1 < 90^\circ$, $\alpha_2 > 90^\circ$ и, на-

оборот, когда один вентиляльный комплект работает в выпрямительном режиме, то второй – в режиме зависимого инвертора. Его управление в инверторном режиме с учетом (3.4.1) равно

$$\alpha_2 = 180^\circ - \alpha_1 = \beta_1, \quad (3.12)$$

т. е. действительно, когда один вентиляльный комплект управляется в выпрямительном режиме с углом α_1 (α_2), то второй вентиляльный комплект управляется с равным ему углом β_1 (β_2) в инверторном режиме.

Средние значения напряжений вентиляльных комплектов $U_{d\alpha}$ и $U_{d\beta}$ одинаковы, а мгновенные различаются, поэтому между комплектами включен уравнивающий реактор (УР), воспринимающий эту разницу напряжений $u_{ур}$. Уравнивающий ток является паразитным, так как дополнительно загружает вентили и трансформатор при совместном управлении.

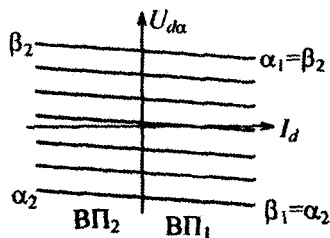


Рис. 3.12.2

Результирующие внешние характеристики реверсивного выпрямителя показаны на рис. 3.12.2. Они образованы двумя семействами внешних характеристик типа представленных на

рис. 3.4.4 с учетом того, что второй вентиляльный комплект включен встречно-параллельно первому и обеспечивает иное направление постоянного тока в нагрузке.

Таким образом, реверсивный вентиляльный преобразователь является универсальным источником постоянного напряжения и тока, обеспечивая любое сочетание их полярностей в соответствии с четырьмя квадрантами внешних характеристик, а значит, и возможность *рекуперации (возврата) энергии* из нагрузки.

3.13. ОБРАТНОЕ ВЛИЯНИЕ ВЕНТИЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА ПИТАЮЩУЮ СЕТЬ

Целью данного раздела является рассмотрение обратного влияния вентиляльного преобразователя на питающую сеть.

Специфика преобразовательных устройств силовой электроники, выполняемых на полупроводниковых управляемых вентилях, связана с ключевым (дискретным) характером работы вентилялей, что предопределяет дискредитацию как процесс потребления энергии преобразователем от ее первичного источника, так и процесс

передачи ее потребителю (нагрузке). Дискретное потребление энергии преобразователем от источника электроэнергии приводит к заметному обратному влиянию вентильного преобразователя на количество генерируемой электроэнергии, последствия чего ощущают и сам преобразователь, и другие потребители, получающие питание от того же источника.

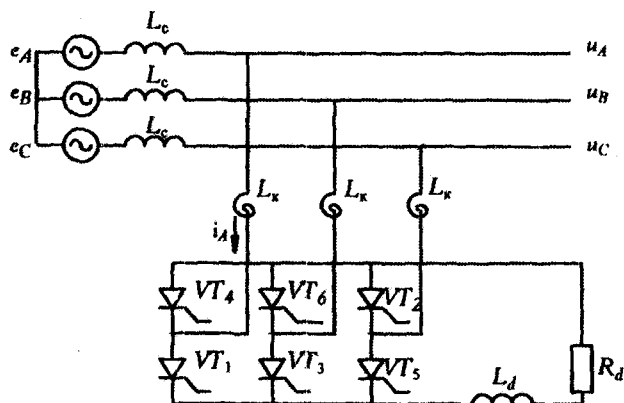
Мы ограничимся рассмотрением одной стороны обратного негативного влияния вентильного преобразователя на питающую сеть — искажения формы напряжения сети от несинусоидального характера входного тока вентильного преобразователя.

Знание формы и спектрального состава входных токов типовых вентильных преобразователей позволяет рассчитывать и прогнозировать степень обратного влияния вентильного преобразователя на питающую сеть автономной системы. Для такого расчета необходимо иметь математические модели питающей сети и вентильного преобразователя по входу. Математическая модель питающей сети может быть получена по заданной топологии сети и известным параметрам ее элементов. В случае сложных структур сети математической моделью служит частотная характеристика сети в узле присоединения. В первом приближении сеть эквивалентруется источником ЭДС с индуктивным реактансом сети X_c , активные сопротивления сети обычно не учитываются. На рис. 3.13.1 приведены системы с потребителем в виде трехфазной мостовой схемы выпрямления (а) и временные диаграммы входного тока i выпрямителя (при $X_d = \infty$), ЭДС сети e и напряжения на доступных для потребителей зажимах сети u (б).

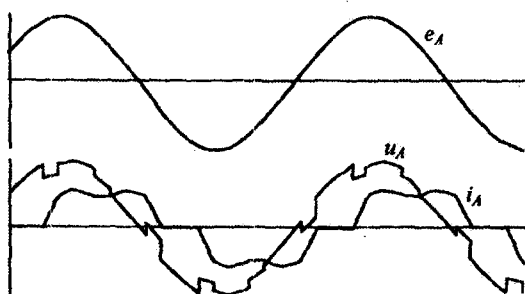
Наличие трансформатора на входе выпрямителя смоделировано включением приведенной индуктивности рассеивания трансформатора L_k . Напряжение в сети в этом случае искажается на интервалах коммутации γ в выпрямителе.

Питающая сеть представлена в виде источника синусоидальной ЭДС e и последовательной индуктивности L_c , объединяющей все последовательные индуктивности цепи от точки выработки электроэнергии до точки ее потребления. Провалы в кривой напряжения сети u обусловлены тем, что теперь все коммутационное падение напряжения Δu_x (см. разд. 3.1) делится между индуктивностями L_c и L_k и напряжение на входе преобразователя будет равно

$$U = e - \Delta u_x \frac{L_c}{L_c + L_k} = e - L_c \frac{di}{dt}. \quad (3.13.1)$$



a



б

Рис. 3.13.1

На этом уровне приближения вентильный преобразователь по входу замещается источником тока известной формы. Расчетная схема системы источник – преобразователь будет иметь вид, показанный на рис. 3.13.2.

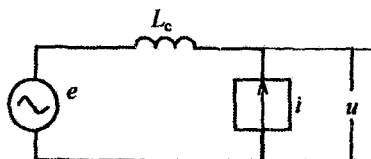


Рис. 3.13.2

Исходя из дифференциального уравнения для напряжения сети

$$u = e - L_c \frac{di}{dt}, \quad (3.13.2)$$

получаем действующее значение напряжения высших гармоник сети методом АДУ2:

$$U_{в.г} = L_c \bar{I}_{в.г}^{(-1)} = \omega L_c I_{(1)} \hat{K}_{г.г}, \quad (3.13.3)$$

и также действующее значение напряжения первой гармоники сети методом АДУ:

$$U_1 = \sqrt{E_1^2 - 2\omega L_c E_1 I_1 \sin \phi_1 + \omega^2 L_c^2 I_1^2}.$$

В итоге коэффициент гармоник напряжения сети, который не должен превосходить значение $K_{г.ст} = 0,08$, задаваемое ГОСТ 13109-97, будет равен

$$K_{г} = \frac{U_{в.г}}{U_1} = \frac{\omega L_c I_1 \hat{K}_{г.г}}{\sqrt{E_1^2 - 2\omega L_c E_1 I_1 \sin \phi_1 + \omega^2 L_c^2 I_1^2}} \leq K_{г.ст}. \quad (3.13.4)$$

Используя определение коэффициента кратности тока короткого замыкания сети к номинальному току преобразователя $K_{кз}$, равного отношению полной мощности короткого замыкания сети к номинальной полной мощности на входе преобразователя

$$K_{кз} = \frac{E_1}{\omega L_c} \frac{1}{I_{1.н}} \frac{E_1}{E_1} = \frac{E_1^2}{\omega L_c E_1 I_{1.н}} = \frac{S_{кз}}{S_{1.н}}, \quad (3.13.5)$$

выражение (3.13.4) запишем так:

$$K_{г} = \frac{\bar{K}_{г.г}^{(-1)}}{\sqrt{K_{кз}^2 - 2K_{кз} \sin \phi_1 + 1}} \leq K_{г.ст}. \quad (3.13.6)$$

Предельно простое выражение для $K_{г}$ получается при пренебрежении разницей между U_1 и E_1 в определении $K_{г}$ по (3.13.4):

$$K_{г} = \frac{U_{в.г}}{E_1} = \frac{\omega L_c I_1 \hat{K}_{г.г}}{E_1} = \frac{\hat{K}_{г.г}}{K_{кз}} \leq K_{г.ст}. \quad (3.13.7)$$

Из (3.13.7) находится предельная мощность вентиляльного преобразователя, подключаемого к сети с известной мощностью короткого замыкания

$$K_{кз} = \frac{S_{кз}}{S_{н}} = \frac{\hat{K}_{г.г}}{K_{г.ст}}, \quad S_{н} = S_{кз} \frac{K_{г.ст}}{\hat{K}_{г.г}}. \quad (3.13.8)$$

При прочих равных условиях эта мощность преобразователя обратно пропорциональна дифференциальному коэффициенту гармоник его входного тока. Это позволяет для каждого типа преобразователя легко определять его предельную мощность при пита-

нии от сети с заданной мощностью короткого замыкания. В европейских нормативах на качество электрической энергии обычно указывают (из опыта) предельную мощность подключаемого вентильного преобразователя ($p = 6, 12$) в долях мощности короткого замыкания сети.

В отличие от рассмотренного случая с единственным нелинейным потребителем в сети переменного тока в электрических сетях общего пользования присутствует множество нелинейных потребителей, результирующее обратное действие на сеть которых может как суммироваться, так и ослабляться. Расчет обратного влияния для этого случая дан в п. 6.2.2.

Таким образом, вентильный преобразователь вопреки житейскому правилу «не кусать руку, которая тебя кормит», потребляя из сети активную мощность, «изливает» в нее мощность по высшим гармоникам, которая портит форму напряжения в сети и таким образом осложняет работу других потребителей электроэнергии в сети. Для ослабления этого негативного влияния вентильных преобразователей на питающую сеть кроме ограничения соотношения мощностей преобразователя и питающей сети применяют следующие меры:

- 1) увеличение числа эквивалентных фаз преобразователя (см. разд. 3.6 и 3.8);
- 2) применение схем преобразователей с улучшенной формой входного тока (см. п. 3.11.3);
- 3) фильтрацию входных токов преобразователя, как правило, помощью параллельного подключения к сети последовательных LC-фильтров, настроенных на доминирующие гармоники входного тока (5, 7, 11, 13), (см. разд. 11.1);
- 4) использование схем активной фильтрации входного тока компенсирующих отклонения входного тока преобразователя от синусоидальной формы (см. разд. 11.2).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какова схема замещения реального трансформатора в составе математической модели выпрямителя?
2. Дайте определение угла коммутации выпрямителя.
3. Что определяет внешняя характеристика управляемого выпрямителя?
4. Почему внешние характеристики управляемого выпрямителя с идеальным фильтром параллельны при различных значениях α ?
5. Напишите обобщенное уравнение внешней характеристики выпрямителя.

6. Дайте определение режима прерывистого тока выпрямителя.
7. Как сказывается режим прерывистого выпрямленного тока на внешние и регулировочные характеристики выпрямителя?
8. К какому эквивалентному режиму можно свести режим работы выпрямителя на нагрузку с емкостным фильтром?
9. Какой преобразователь называется зависимым инвертором?
10. Как перевести в режим зависимого инвертора выпрямитель, нагруженный на противоЭДС?
11. Перечислите основные характеристики зависимого инвертора.
12. Почему невозможна работа зависимого инвертора с углом $\beta=0$?
- 13*. По каким причинам возможен переход зависимого инвертора в режим «опрокидывания»?
- 14*. Что устанавливает в выпрямителе закон Чернышева?
15. Какие номера гармоник имеются в первичных токах выпрямителей?
16. Какие номера гармоник имеются в выпрямленном напряжении выпрямителя?
17. При каком числе вторичных фаз трансформатора выпрямителя трансформатор используется оптимально?
- 18*. Как сказывается угол коммутации на использовании трансформатора выпрямителя?
19. Дайте определение КПД выпрямителя и зависимого инвертора.
20. Дайте определение коэффициента мощности выпрямителя и зависимого инвертора.
- 21*. Почему требуются вентили с полным управлением при регулировании выпрямленного напряжения углом опережения α_{on} ?
- 22*. В чем отличие входного тока выпрямителя с широтно-импульсным регулированием от входного тока выпрямителя с фазовым регулированием (отстающим или опережающим)?
23. Чему равен входной коэффициент мощности выпрямителя с принудительным формированием кривой первичного тока?
24. В чем проявляется обратное влияние вентильного преобразователя на питающую сеть?
25. От каких параметров входного тока выпрямителя зависит степень его обратного влияния на питающую сеть?

УПРАЖНЕНИЯ

- 1.* Выведите соотношение между напряжением короткого замыкания трансформатора и его индуктивностью рассеивания (анодной индуктивностью L_a), пренебрегая активными сопротивлениями обмоток и с учетом их.
2. Однофазный мостовой выпрямитель с $I_d = 10$ А питается от трансформатора с $U_1 = 220$ В, $K_T = 2$, $L_a = 0,01$ Гн. Найти среднее значение напряжения на нагрузке ($X_d = \infty$).

3.* Из какого условия можно получить зависимость среднего значения выпрямленного тока в предельно-непрерывном режиме от угла регулирования λ при $m = 2$?

4.* Вычислить значение вынужденного угла регулирования α_B в бестрансформаторной трехпульсной схеме выпрямления при величине противоЭДС 200 В.

5.* Выпрямитель по трехфазной мостовой схеме с трансформатором, имеющим $K_T = 2$ и $L_a = 0,005$ Гн, работает с углом управления $\alpha = 80^\circ$ на противоЭДС. С какого значения выпрямленного тока начнется режим зависимого инвертирования?

6. Трехпульсный выпрямитель трехфазного тока со схемой обмоток трансформатора Δ/λ_0 нагружен на противоЭДС. Угол регулирования $\alpha = 30^\circ$, $K_T = 1$, $L_a = 0,01$ Гн, $U_0 = 200$ В. Чему будет равно при этом среднее значение выпрямленного тока?

7. Какое минимальное значение угла регулирования β_{\min} требуется установить в бестрансформаторном однофазном мостовом зависимом инверторе, если время восстановления управляющих свойств тиристорov равно 200 мкс ($X_d = \infty$)?

8.* Какое максимальное значение инвертируемого тока допустимо в трехфазном мостовом зависимом инверторе при $\beta = 30^\circ$, $L_a = 0,005$ Гн, $K_T = 2$ при тиристорах с нулевым временем восстановления управляемости?

9.* Рассчитайте коэффициент гармоник сетевого тока эквивалентного двенадцатифазного выпрямителя на базе двух трехфазных мостов.

10. Рассчитайте входной коэффициент мощности шестипульсного управляемого выпрямителя, работающего с $\alpha = 60^\circ$ и имеющего $\gamma = 20^\circ$.

11. В шестипульсном выпрямителе определены потери активной мощности на холостом ходу $\Delta P_{xx} = 200$ Вт и при номинальном токе нагрузки: в трансформаторе – 600 Вт, в сглаживающем дросселе фильтра – 200 Вт, в вентиллях – 400 Вт, причем соотношение составляющих потерь мощности в динамическом сопротивлении вентиля и источнике, моделирующем напряжение отсечки прямой вольт-амперной характеристики вентиля, равно 1:1. Мощность нагрузки 10 кВт. Определить КПД при данной и половинной нагрузках выпрямителя, считая $U_{d\alpha} = \text{const}$.

12. Рассчитать входной коэффициент мощности выпрямителя с принудительным формированием кривой первичного тока, если амплитуда первой гармоники тока, совпадающей по фазе с напряжением, равна 10 А, а амплитуда высокочастотной пульсации этого тока равна 2 А.

13. Оценить предельную мощность шестипульсного выпрямителя, подключаемого к питающей сети и работающего с углом коммутации $\gamma = 20^\circ$, если мощность короткого замыкания узла сети равна 1000 кВА.



Глава 4*

МОДЕЛЬНЫЙ ПРИМЕР ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

К беде неопытность ведет ...

И опыт, сын ошибок трудных,
И гений, парадоксов друг,
И случай, бог изобретатель.

А.С. Пушкин

Глава посвящена описанию проектирования управляемого выпрямителя, питающего двигатель постоянного тока, которое можно рассматривать как пример для выполнения курсового проекта и фрагментарно как набор тем практических занятий по курсу.

Эвристический по сути этап выбора схемы выпрямителя основан на знании свойств базовых схем выпрямления. Расчетный этап по определению параметров элементов схемы основывается на полученных в предыдущих главах теоретических соотношениях. Результаты расчета проверены математическим моделированием трехфазной мостовой схемы спроектированного выпрямителя в среде Pcus-PagGraph, выполненной в рамках лабораторной работы (здесь – № 4) [22].

Задание. Необходимо спроектировать выпрямитель для обеспечения пуска двигателя постоянного тока типа П2 с током не более номинального тока якоря и обеспечить длительную работу с номинальным моментом (током) при номинальной скорости вращения с постоянным потоком возбуждения. Параметры двигателя: $P_n = 100$ кВт, $U_{я,ном} = 440$ В, $n_n = 1000$ об/мин. Допустимые пульсации тока якоря не более 7 % $I_{ян}$. Обмотка возбуждения $U_b = 220$ В.

Требуется определить параметры сетевого трансформатора, параметры вентилях выпрямителей якорной цепи и обмотки возбуждения, параметры сглаживающих реакторов выпрямителей.

Ограничивающее требование: входной коэффициент мощности выпрямителя в номинальном режиме должен быть не ниже 0,8. Трехфазная питающая сеть 220/380 В с доступной нейтралью. Мощность короткого замыкания сети в узле присоединения преобразователя $S_{кз} = 5\ 000$ кВАр, т.е. $K_{кз} = 50$.

Проектирование нового выпрямителя включает два качественно различных этапа:

1) этап структурного синтеза, на котором определяется структура (принципиальная схема) выпрямителя;

2) этап параметрического синтеза, на котором рассчитываются параметры элементов выбранной структуры (принципиальной схемы) выпрямителя.

4.1. ВЫБОР СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЯ (ЭТАП СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА)

Формальных (математических) методов синтеза структур вентиляльных преобразователей по требованию задания в силовой электронике пока нет, хотя исследования в этом направлении проводятся [19, 49] (см. также разд. 13.3). Поэтому процедура синтеза схемы выпрямителя сводится к выбору из множества известных на основании знания их свойств. Таким образом, необходима база данных по схемам выпрямителей. В тех случаях, когда не удастся выбрать подходящую схему выпрямителя из числа известных, потребуется или изобретение новой схемы, или корректировка задания на проектирование выпрямителя.

По результатам анализа базовых схем выпрямителей однофазного и трехфазного напряжений составлена сводная таблица. Ввиду многомерности вектора свойств каждой схемы, образованного параметрами колонок таблицы, выбор схемы при проектировании нового выпрямителя с требуемыми выходными параметрами потенциально неоднозначен и для молодого специалиста обычно затруднителен. Поэтому ниже дан пример алгоритма выбора схемы выпрямителя исходя из трех заданных параметров выхода выпрямителя ($P_{\text{в}}, U_{\text{в}}, I_{\text{в}}$) с учетом в векторе свойств схемы только двух: использования типовой мощности трансформатора и использования вентиля по обратному напряжению. При этом предполагается, что в распоряжении проектировщика имеются вентили с максимальным значением обратного напряжения (до 1000...1500 В), а коэффициент запаса по напряжению вентиля при проектировании равен 1,5...2. Несмотря на всю условность этого алгоритма,

Параметры базовых схем выпрямителей

Схема	ВП в целом						Вентили					Трансформатор		
	$q m_2$	$\frac{U_{d0}}{K_r / U_1}$	$\frac{I_d}{K_r / I_1}$	χ	$K_{m(0)}$	\bar{K}_r	I_r^*	K_ϕ	K_a	U_{bmax}^*	S_b / S_ϕ	S_2	S_1^*	S_r^*
$m_1 = 1, m_2 = 2, q = 1$	2	0,9	1,11	0,9	0,667	0,24	0,5	$\sqrt{2}$	2	3,14	3,14/6,28	1,57	1,11	1,34
$m_1 = m_2 = 1, q = 2$	2	0,9	1,11	0,9	0,667	0,24	0,5	$\sqrt{2}$	2	1,57	3,14/6,28	1,11	1,11	1,11
$m_1 = m_2 = 3, q = 1$ треугольник-звезда	3	1,17	1,21	0,79	0,25	0,06	0,33	$\sqrt{3}$	3	2,09	2,09/6,28	1,48	1,21	1,345
$m_1 = m_2 = 3, q = 1$ звезда-зигзаг	3	1,17	1,48	0,83	0,25	0,06	0,33	$\sqrt{3}$	3	2,09	2,09/6,28	1,71	1,21	1,46
$m_1 = 3, m_2 = 6, q = 1$ с уравнительным реактором	6	1,17	2,56	0,955	0,057	0,0067	0,166	$\sqrt{3}$	6	2,09	2,09/6,28	1,48	1,045	1,26+0,07 (УР)
$m_1 = m_2 = 3, q = 2$	6	2,34	1,28	0,955	0,057	0,0067	0,33	$\sqrt{3}$	3	1,045	2,09/6,28	1,045	1,045	1,045

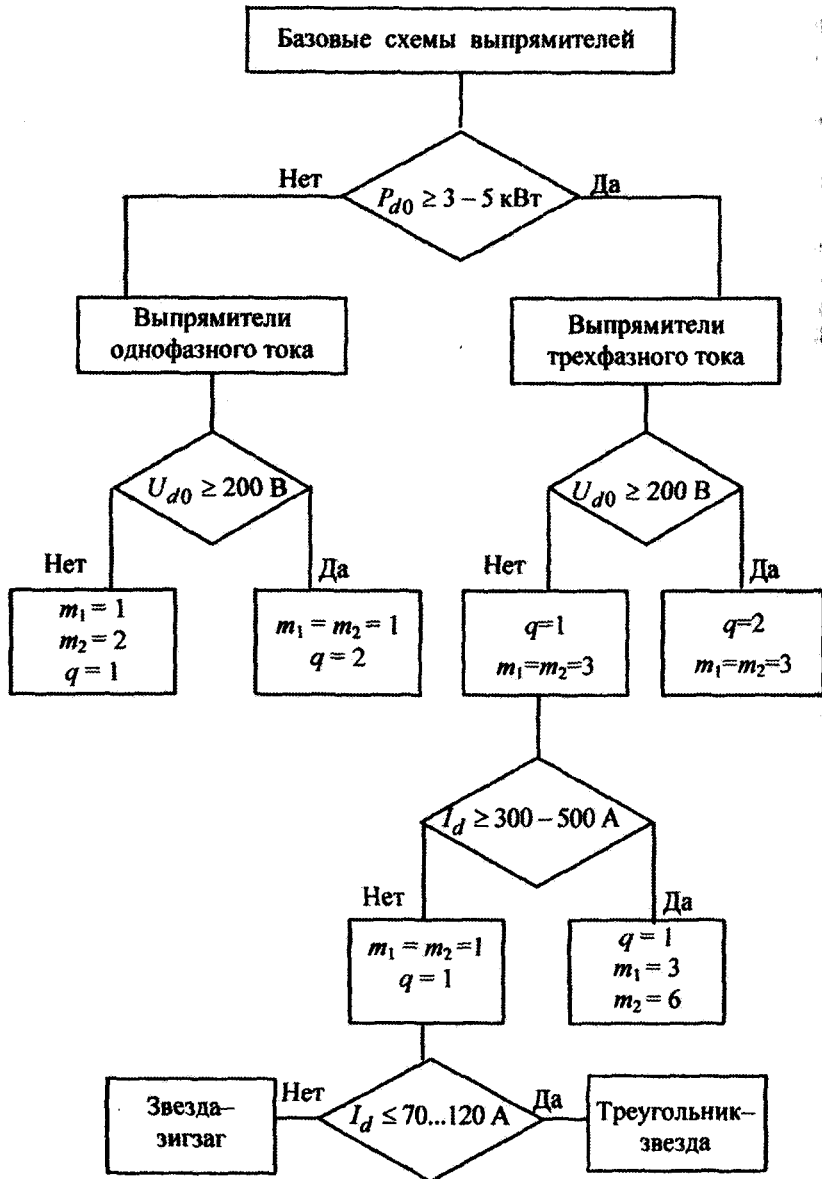


Рис. 4.1.1

он будет полезен как возможный образец подхода до тех пор, пока у проектировщика не появится собственный опыт.

В соответствии с заданием на проектирование и алгоритмом выбора схемы выпрямителя по рис. 4.1.1 наш выпрямитель должен быть трехфазным ($P_{\text{аб}} = 100$ кВт) и двухполупериодным (мостовая схема), так как требуется достаточно высокое выпрямленное напряжение.

В общем случае решение подобных задач принятия решений можно формализовать, создав в виде программы для ЭВМ соответствующую *экспертную систему*, основанную на базе знаний по силовой электронике.

Выпрямитель обмотки возбуждения также трехфазный, но в связи с невысоким значением выпрямленного напряжения может быть выполнен по однополупериодной схеме. Поскольку коэффициенты преобразования по напряжению выбранных схем выпрямителей различаются в два раза и их требуемые выпрямленные напряжения также различаются в два раза, возможен вариант питания обеих схем от одной системы вторичных обмоток трансформатора. А с учетом того, что $K_{\text{т}}$ трансформатора больше единицы, но близок к ней (понижающий трансформатор), возможен вариант питания выпрямителей непосредственно от сети (без трансформатора выпрямителя).

Таким образом, для проектировщика здесь имеются три альтернативных решения и по результатам расчета надо выбрать одно, что потребует привлечения дополнительных предпочтений лицом, принимающим решение, если проектировщик и он являются разными лицами.

4.2. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ УПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ (ЭТАП ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА)

Расчет выпрямителя для якорной цепи с учетом реальных параметров элементов схемы на базе результатов, приведенных в гл. 3, требует знания параметров элементов. Расчет выпрямителя на идеальных элементах на базе результатов гл. 2 не требует знания параметров реальных элементов. Поэтому проектировать выпрямитель приходится в два этапа. На первом этапе на основании результатов, приведенных в гл. 2, оценивают тип элементов для идеального выпрямителя и для этих элементов по справочникам находят

их реальные параметры. На втором этапе делают корректирующий расчет выпрямителя с учетом реальных параметров элементов на основании результатов гл. 3.

4.2.1. ОЦЕНКА ЭЛЕМЕНТОВ ИДЕАЛЬНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Напряжение питающей сети определено стандартом [44] на качество электрической энергии. Его максимальное отклонение от номинала может достигать $\pm 10\%$. Поэтому необходимо обеспечить номинальное выпрямленное напряжение и при минимально возможном напряжении сети. При этом угол регулирования α в выпрямителе рационально иметь равным нулю. Тогда в соответствии с разд. 2.8, учитывая, что $U_{я.н} = U_{d0}$, имеем

$$U_{2\min} = \frac{U_{d0}}{2,34} = \frac{440}{2,34} = 188 \text{ В},$$

полагая, что обмотки трансформатора будут соединены по схеме звезда – звезда и коэффициент трансформации входного трансформатора

$$K_T = \frac{U_{1\min}}{U_{2\min}} = \frac{0,9 \cdot 220}{188} = 1,05.$$

Опираясь на соотношения из п. 2.2.8, находим и все остальные расчетные величины.

Среднее значение выпрямленного тока

$$I_{dH} = \frac{P_{я.н}}{U_{я.н}} = \frac{100 \cdot 10^3}{440} = 227 \text{ А}.$$

Среднее значение анодного тока вентиля

$$I_a = \frac{I_{dH}}{3} = \frac{227}{3} = 76 \text{ А}.$$

Действующее значение анодного тока вентиля

$$I_{a.d} = \frac{I_{dH}}{\sqrt{3}} = \frac{227}{\sqrt{3}} = 131 \text{ А}.$$

Выбираем тиристор по среднему значению анодного тока с учетом того, что коэффициент амплитуды $K_a = 3$. Это тиристор Т9-100, имеющий следующие параметры: $R_{дин} = 0,002 \text{ Ом}$, $\Delta U_0 = 1,3 \text{ В}$

[25, 26]. Класс вентиля по напряжению определим после уточнения максимального обратного напряжения на вентиле.

Действующее значение вторичного тока трансформатора

$$I_{2н} = I_{дн} \sqrt{\frac{2}{3}} = 227 \sqrt{\frac{2}{3}} = 185 \text{ А.}$$

Действующее значение первичного тока трансформатора

$$I_{1н} = \frac{I_2}{K_T} = \frac{187}{1,05} = 177 \text{ А.}$$

Типовая мощность трансформатора определится с учетом того, что напряжение сети может быть больше номинального:

$$S_T = S_2 = S_1 = 3U_{1\text{н}\text{макс}} I_1 = 3 \cdot 1,1 \cdot 220 \cdot 177 = 143 \text{ кВА.}$$

Согласно справочным данным, содержащимся в [25, 26], для трансформатора ближайшей большей мощности типа ТСП-160 имеем следующие параметры:

$$\Delta P_{кз} = 2,3 \text{ кВт, } \Delta P_{хх} = 0,7 \text{ кВт, } U_k = 6,2 \text{ \%}$$

Если по коэффициенту трансформации K_T готовый промышленный трансформатор не подходит, то потребуются проектирование и изготовление трансформатора, который будет иметь примерно те же значения интересующих нас параметров. Поэтому через эти параметры трансформатора определим нужные нам параметры элементов Т-образной схемы замещения трансформатора.

Модуль полного сопротивления короткого замыкания трансформатора

$$Z_{1к} = \frac{U_{кз}}{I_{1н}} = \frac{0,062 \cdot 220}{177} = 0,077 \text{ Ом.}$$

Активное сопротивление обмоток трансформатора, приведенное к первичной стороне:

$$R_{тп} = R'_1 + R'_2 = \frac{\Delta P_{кз}}{3I_{1н}^2} = \frac{2300}{3 \cdot 177^2} = 0,022 \text{ Ом.}$$

Реактивное сопротивление рассеивания обмоток трансформатора, приведенное к первичной стороне:

$$X_{1к} = \sqrt{Z_{1к}^2 - R_{тп}^2} = \sqrt{(0,077)^2 - (0,022)^2} = 0,073 \text{ Ом.}$$

Тогда то же сопротивление, приведенное ко вторичным обмоткам трансформатора и называемое уже анодным сопротивлением X_a , будет равно

$$X_a = \frac{X_{1к}}{K_T^2} = \frac{0,073}{1,05^2} = 0,067 \text{ Ом}, \quad L_a = \frac{X_a}{\omega} = 0,2 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Осталось оценить параметры реального сглаживающего реактора с индуктивностью L_d , расчет которого делается для наилучшего по качеству выпрямленного тока режима с максимально возможным углом регулирования α_{\max} . Этот угол появится при работе выпрямителя с максимальным напряжением в сети и будет определяться из регулировочной характеристики выпрямителя

$$U_{dн} = U_{d0\max} \cos \alpha_{\max} = 2,34 U_{2\max} \cos \alpha_{\max}.$$

Тогда

$$\cos \alpha_{\max} = \frac{U_{dн}}{2,34 U_{2\min} \cdot 1,2} = \frac{440}{2,34 \cdot 188 \cdot 1,2} = 0,87, \quad \alpha_{\max} = 30^\circ.$$

Коэффициент пульсаций выпрямленного тока задан не хуже 0,07:

$$K_{п.т} = \frac{I_{d(6)}}{I_{dн}} \leq 0,07, \quad I_{d(6)} = 0,07 \cdot 227 = 16 \text{ А},$$

где $I_{d(6)}$ — амплитуда первой гармоники пульсаций выпрямленного тока, являющейся в шестипульсном выпрямителе шестой гармоникой по отношению к частоте напряжения питающей сети. Эта гармоника в токе определяется через шестую гармонику выпрямленного напряжения, которая в соответствии с (3.7.4) при максимальном напряжении сети, равном 242 В, будет $U_{d\alpha(6)} = 0,18 \cdot 556 = 102 \text{ В}$.

Требуемая суммарная индуктивность контура выпрямленного тока

$$L_{d\Sigma} = \frac{U_{d\alpha(6)}}{6\omega_1 I_{d(6)}} = \frac{102}{6 \cdot 314 \cdot 16} = 3,4 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

отсюда индуктивность сглаживающего реактора

$$L_d = L_{d\Sigma} - 2L_a = 3,4 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

По справочнику [26, 37] подбираем подходящий сглаживающий реактор на ток не менее 225 А. Это реактор типа ФРОС-250. У него активное сопротивление обмотки $R_\phi = 0,012$ Ом при индуктивности $3,2 \cdot 10^{-3}$ Гн.

Теперь можно скорректировать расчет выпрямителя с учетом реальных параметров элементов.

4.2.2. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ С УЧЕТОМ РЕАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ

Наличие реальных элементов приводит к появлению при нагрузке выпрямителя потерь напряжения внутри выпрямителя ΔU , что требует завышения напряжения холостого хода выпрямителя, которое в соответствии с обобщенным уравнением внешней характеристики (3.1.14) равно (при минимальном напряжении сети)

$$U_{d0\min} = \frac{U_{dн} + I_d \left[\frac{3X_a}{\pi} + 2(R'_1 + R_2) + qR_{\text{дин}} + R_\phi \right] + q\Delta U_0}{\cos \alpha_{\min}} =$$

$$= 440 + 227 \left[\frac{3}{\pi} \cdot 0,067 + 0,022 \cdot 2 + 2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} + 0,012 \right] + 2 \cdot 1,3 = 479 \text{ В.}$$

Внутри выпрямителя теряется напряжение ΔU :

$$\Delta U = U_{d0\min} - U_{dн} = 479 - 440 = 39 \text{ В.}$$

Тогда соответствующее ему действующее значение вторичного напряжения трансформатора при минимальном напряжении сети

$$U_{2\min} = \frac{U_{d0\min}}{2,34} = \frac{479}{2,34} = 204,7 \text{ В}$$

и коэффициент трансформации

$$K_\tau = \frac{U_{1\min}}{U_{2\min}} = \frac{0,9 \cdot 220}{204,7} = 0,97.$$

Отсюда видно, что теперь бестрансформаторный вариант выпрямителя обеспечит возможность сохранения напряжения на нагрузке при снижении напряжения сети только на 7 %, что соответствует снижению напряжения в пределах нормы (± 5 %) по ГОСТ 13109-97 [44]. При максимально допустимом снижении напряжения в сети на 10 % напряжение на нагрузке снизится от но-

минального в этом случае приблизительно на 3 %. Это «плата» за экономию на входном трансформаторе, если его не использовать.

Типовая мощность трансформатора останется прежней, если не учитывать влияние коммутации на нее. Для оценки этого влияния по (3.1.7) найдем сначала угол коммутации γ для случая максимального напряжения в сети:

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{I_d X_d}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m_2}} \right] - \alpha =$$

$$= \arccos \left\{ \cos 30 - \frac{227 \cdot 0,067}{\sqrt{2} \cdot 230,5 \cdot 0,87} \right\} - 30 = 6^\circ.$$

Типовая мощность трансформатора с учетом поправок на коммутацию в соответствии с (3.9.4) изменяется мало и может не учитываться.

Теперь можно определить параметры вентиля по обратному напряжению, которое может достигать при максимальном напряжении сети следующего значения:

$$U_{b \max} = 1,2 U_{d0 \min} \cdot 1,045 = 1,2 \cdot 479 \cdot 1,05 = 670 \text{ В.}$$

С учетом возможных импульсных перенапряжений внутри выпрямителя и в сети выбирают вентиль с коэффициентом запаса по напряжению 1,5...2. В итоге это будет вентиль Т9-100 не ниже 10-го класса. Класс вентиля, умноженный на 100, определяет максимально допустимое прямое и обратное напряжения на нем.

Уменьшение K_T приведет к корректировке максимального значения угла регулирования α_{\max} :

$$\cos \alpha'_{\max} = \frac{U_{dH}}{2,34 U_{2 \min} \cdot 1,2} = \frac{440}{2,34 \cdot 208,4 \cdot 1,2} = 0,75, \quad \alpha'_{\max} = 41^\circ.$$

Шестая гармоника выпрямленного напряжения теперь должна определяться с учетом появившегося угла коммутации γ [8] и будет вместо 102 В равна

$$U_{d\alpha(6)} = 0,24 \cdot 556 = 133,4 \text{ В.}$$

Пропорционально на 30 % увеличится и индуктивность сглаживающего реактора L_d .

Осталось проверить ограничение задания на входной коэффициент мощности. Для этого необходимо знать активную мощность на входе выпрямителя с учетом ее потерь внутри выпрямителя. Потери мощности в трансформаторе будут равны

$$\Delta P_{\text{тр}} = \Delta P_{\text{хх}} + \Delta P_{\text{кз}} \left(\frac{I_d}{I_{\text{дн}}} \right)^2 = 0,7 + 2,3 = 3 \text{ кВт.}$$

Потери активной мощности в вентиллях

$$\Delta P_{\text{в}} = 6 \left(I_{\text{а}} \Delta U_0 + I_{\text{а.д}}^2 R_{\text{д.н}} \right) = 6(76 \cdot 1,3 + 131^2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}) = 0,8 \text{ кВт.}$$

Потери активной мощности в сглаживающем реакторе

$$\Delta P_{\text{ф}} = I_d^2 R_{\text{ф}} = 252^2 \cdot 12 \cdot 10^{-3} = 0,7 \text{ кВт.}$$

Общие потери мощности внутри выпрямителя

$$\Delta P = \Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{\text{в}} + \Delta P_{\text{ф}} = 3 + 0,8 + 0,76 = 4,56 \text{ кВт.}$$

Тогда входной коэффициент мощности выпрямителя при номинальном значении напряжения сети будет равен

$$\chi_{\text{н}} = \frac{P_1}{S_1} = \frac{P_d + \Delta P}{3U_{\text{н}}I_{\text{н}}} = \frac{(100 + 4,56) 10^3}{3 \cdot 220 \cdot 177} = 0,9,$$

а при максимальном напряжении сети

$$\chi_{\text{min}} = \frac{P_1}{S_{1\text{max}}} = \frac{P_d + \Delta P}{3U_{1\text{max}}I_{\text{н}}} = \frac{104,56 \cdot 10^3}{3 \cdot 242 \cdot 177} = 0,81,$$

т. е. выше, чем заданное ограничение.

При номинальном напряжении сети КПД выпрямителя определяется по формуле

$$\eta = \frac{P_d}{P_1} = \frac{P_d}{P_d + \Delta P} = \frac{100}{104,56} \cdot 100\% = 95,6\%.$$

Таким образом, спроектированный выпрямитель удовлетворяет всем требованиям задания.

Теперь осталось проверить, удовлетворяет ли выпрямитель требованиям ГОСТ 13109-97 по вносимому искажению напряжения сети в узле присоединения. По соотношению (3.13.7) определяется коэффициент гармоник напряжения узла сети, обусловленный несинусоидальностью входного тока выпрямителя. Дифференциальный

коэффициент гармоник первого порядка входного тока выпрямителя при $\gamma_n = 10^\circ$ (при $U_{1н} = 220$ В, $\alpha_n = 15^\circ$) по (3.9.8) равен

$$\hat{K}_{г.т} = \sqrt{\frac{\pi}{\gamma} - 1} = \sqrt{\frac{18\pi}{\pi} - 1} = 4,12,$$

так как

$$\begin{aligned} \gamma_n &= \arccos \left\{ \cos \alpha_n - \frac{I_{дн} X_a}{\sqrt{2} U_{2н} \sin \frac{\pi}{3}} \right\} - \alpha_n = \\ &= \arccos \left\{ 0,966 - \frac{227 \cdot 0,067}{\sqrt{2} \cdot 209 \cdot 0,866} \right\} - 15^\circ = 10^\circ. \end{aligned}$$

Тогда коэффициент гармоник напряжения сети, в ГОСТ 13109-97 называемый *коэффициентом несинусоидальности*, будет равен

$$K_\Gamma = \frac{\hat{K}_{г.т}}{K_{кз}} = \frac{4,12}{50} = 0,08,$$

что допустимо по этому стандарту.

По найденным параметрам элементов схемы можно оценить массогабаритные показатели спроектированного выпрямителя по удельным показателям массы и габаритов элементов (см. п. 1.2.2).

Аналогично рассчитывается и выпрямитель обмотки возбуждения электрического двигателя.

4.3. ПРОВЕРКА РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА МАТЕМАТИЧЕСКИМ МОДЕЛИРОВАНИЕМ В СРЕДЕ PARUS-PARGRAPH

Соответствие результатов расчета курсового проекта требованию задания проверяется с помощью математического моделирования программой Parus-Pargraph трехфазной мостовой схемы выпрямления. На рис. 4.3.1 представлена модель исследуемого выпрямителя, дополненная системой управления тиристорами по методу многоканального вертикального управления (см. гл. 12). Параметры элементов модели следующие:

сеть $U_1 = 220$ В, $L_c = 4 \cdot 10^{-6}$ Гн,

трансформатор $L_\mu = 0,1$ Гн, $L'_k = 0,4 \cdot 10^{-3}$ Гн, $R'_k = 0,022$ Ом,

вентили $R_{дин} = 0,002 \text{ Ом}$, $\Delta U_0 = 1,3 \text{ В}$, $\alpha_{\min} = \arccos 0,9 = 26^\circ$,
 реактор фильтра $L_d = 3 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$, $R_\phi = 12 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$,
 противоЭДС $U_0 = 440 \text{ В}$.

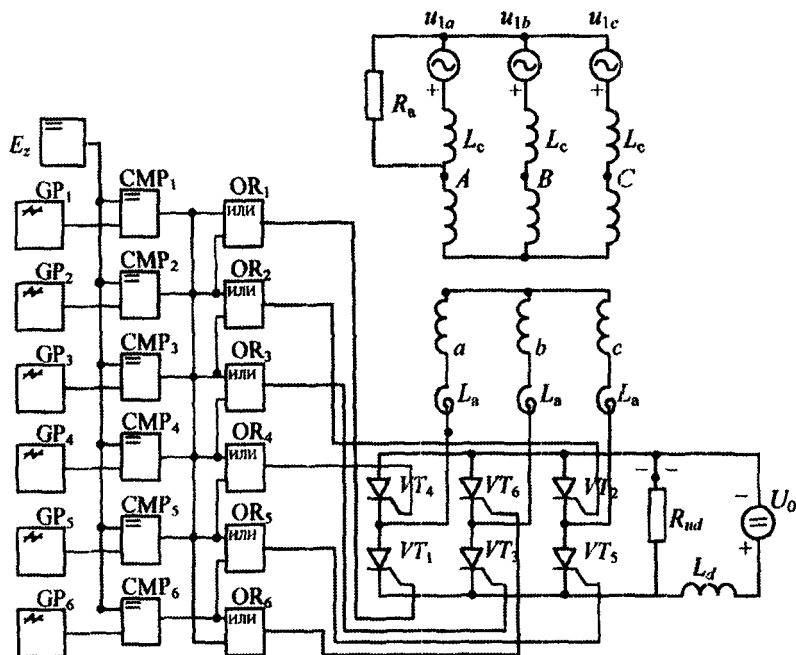


Рис. 4.3.1

Диаграммы напряжений и токов элементов схемы для номинального режима представлены на рис. 4.3.2. Среднее значение выпрямленного напряжения при токе $I_d = 100 \text{ А}$ равно 425 В, что-



Рис. 4.3.2

отличается от его заданного значения 440 В на 3,4 %. Это свидетельствует о достаточной точности расчета выпрямителя. Сравнение сделано по условию получения (стабилизации) заданного среднего значения выпрямленного тока, что обеспечивается изменением выпрямленного напряжения.

Таким образом, аналитическое проектирование вентильного преобразователя, проверяемое математическим моделированием, обеспечивает требуемую точность расчета.

ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Теория и схемотехника выпрямителей и зависимых инверторов с фазовым способом регулирования, являющихся старейшими видами вентильных преобразователей электрической энергии, к настоящему времени полностью сложились. Наиболее глубокое изложение теории классических схем выпрямления с одновременным учетом всех параметров схемы замещения трансформатора дано в [40, 41], а с учетом параметров входного синхронного генератора – в [42]. Теория мощных выпрямителей с цепями продольной и поперечной емкостной компенсации рассмотрена в книге [43], а с цепями внутренней компенсации – в [45]. Многие проблемы практики выпрямления (защита, охлаждение, диагностика) даны в [46]. Вопросы классификации, синтеза новых схем выпрямителей и теории их внешних характеристик в полном диапазоне изменения нагрузки вплоть до режима КЗ рассмотрены в емкой по содержанию статье [48], где приведены основные итоги анализа 130 схем выпрямления. Классические и новые методы анализа и синтеза схем вентильных преобразователей всех классов, а также новые подходы к теории энергопроцессов в системах с вентилями рассмотрены в монографиях соответственно [47, 49] и [39], а также в книге [50], с которой в СССР и начались поиски новых подходов к методам анализа энергопроцессов в вентильных преобразователях.

Большая доля выпрямительной нагрузки, особенно в бытовых электрических сетях, и вследствие этого значительное ее обратное влияние на качество электрической энергии в сети привели к тому, что прежде всего в странах Западной Европы были приняты жесткие стандарты, строго регламентирующие допустимую степень искажения тока нелинейного потребителя. В случае использования классических схем выпрямителей с фазовым регулированием это требует применения входных LC-фильтров, ослабляющих высшие гармоники входных токов выпрямителей до допустимых значений.

В ответственных случаях применяют активные фильтры, компенсирующие искажения входного тока выпрямителя (см. разд. 11.2).

Другой путь улучшения электромагнитной совместимости выпрямителей с питающей сетью указала сама силовая электроника. Появление широкой гаммы доступных по цене вентилях с полным управлением (транзисторов, запираемых тиристоров), близких по свойствам к идеальным ключам, позволило создать новые технические решения для выпрямителей с опережающим фазовым регулированием и широтно-импульсным регулированием параметров преобразуемой энергии, оказавшиеся особенно конструктивными. Идеи этих новых подходов рассмотрены в разд. 3.11 и далее будут развиты в гл. 13. Эти инновации сейчас интенсивно развиваются как в направлении схемотехники, так и в направлении совершенствования алгоритмов управления, конечная цель их – энергосбережение. Здесь есть большой простор для творчества и бакалавров, и магистрантов, и инженеров, и аспирантов, и докторантов.



Глава 5*

РАЗВИТИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ МЕТОДОВ АНАЛИЗА УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Поверил я алгеброй гармонию.

А. С. Пушкин

Обобщение прямых методов анализа для математических моделей вентильных преобразователей в форме дифференциального уравнения n -го порядка произведено в разд. 5.1. Прямые методы для математических моделей в форме систем дифференциальных уравнений первого порядка (в пространстве состояний) развиты в разд. 5.2 и 5.3, в том числе для трехфазных цепей (разд. 5.4), показаны возможности получения точных решений (разд. 5.5) и сделано введение в анализ математических моделей преобразователей с учетом дискретности (методы разностных уравнений и теории импульсных систем) в разд. 5.6.

5.1. ОБОБЩЕНИЕ ПРЯМЫХ МЕТОДОВ РАСЧЕТА ДЛЯ МОДЕЛЕЙ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ТИПА ВХОД–ВЫХОД**

В п. 1.5.2 были рассмотрены новые прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей на примере моделей цепей второго порядка, а в данном разделе сделано обобщение прямых методов на модели электрических цепей любого порядка. Дан вывод производящего соотношения (5.1.5) и на этой основе построено решение в общем виде для действующих значений несинусоидальных токов (напряжений) в цепи n -го порядка в рамках концепции метода АДУ1, получено общее решение

в рамках концепции метода АДУ2, выведена общая формула для модуля комплексного сопротивления цепи через коэффициенты дифференциального уравнения, рассмотрены методы получения интегральных коэффициентов гармоник.

5.1.1. ОБЩИЕ ОСНОВЫ МЕТОДА АЛГЕБРАИЗАЦИИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ (АДУ1)

КОНЦЕПЦИЯ МЕТОДА. ВЫВОД ПРОИЗВОДЯЩИХ СООТНОШЕНИЙ

Действующие значения (нормы в пространстве $L_2(0, T)$, если рассматривать функции как векторы в бесконечномерном функциональном пространстве [51]) реакции в линейной системе с периодическим несинусоидальным воздействием без нахождения ее мгновенных значений можно получить на базе концепции перехода от дифференциальных уравнений для мгновенных значений переменных в установившемся режиме к линейным алгебраическим уравнениям для действующих значений этих переменных, решение которых всегда возможно. По определению академика С. Л. Соболева, под прямыми методами расчета в численном интегрировании дифференциальных уравнений объединяют все методы их сведения к алгебраическим уравнениям. Академиком Г. Е. Пуховым прямыми методами расчета в электротехнике названы методы, позволяющие непосредственно определять не все, а часть токов или напряжений [21]. В предлагаемом методе расчета используется как процедура алгебраизации дифференциальных уравнений, хотя и совершенно иного типа (по сравнению с методами дискретизации), так и то обстоятельство, что непосредственному определению подлечит один ток или одно напряжение. В итоге использованное нами название предлагаемого метода формально удовлетворяет обоим определениям.

Полученная в результате алгебраизации система алгебраических уравнений содержит переменных больше, чем число уравнений. Для однозначного решения используется допущение об известном (синусоидальном) характере изменения самых заинтегрированных (сглаженных) переменных подобно методу гармонического баланса в теории автоматического управления, но с той особенностью, что здесь число этих переменных равно $n + N - 1$, выбор их имеет определенную степень свободы в виде номера допущения N , но искомая выходная переменная в их число не входит в отличие от метода гармонического баланса.

Исходное дифференциальное уравнение системы при этом должно быть представлено в форме вход-выход (одно входное воздействие и одна выходная переменная):

$$\sum_{l=0}^n a_l p^l x = \sum_{l=0}^m b_l p^l y. \quad (5.1.1)$$

В процессе алгебраизации потребуется вычисление скалярных произведений вида

$$(\bar{x}^{(q_1)}, \bar{x}^{(q_2)}), (\bar{y}^{(q_1)}, \bar{y}^{(q_2)}).$$

Установим эти соотношения, называемые в дальнейшем *проводящими соотношениями*. Представим периодическое решение исходного дифференциального уравнения любого порядка в виде ряда Фурье:

$$x = \sum_k \sqrt{2} X_k \sin(k\omega t - \varphi_k). \quad (5.1.2)$$

Сначала рассмотрим случай, когда воздействие и реакция не содержат постоянных составляющих, а потом распространим полученные результаты на общий случай. Тогда q -кратный интеграл решения (5.1.2) можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \bar{x}^{(q)} &= \int_0^t \int_0^t \dots \int_0^t x dt \dots dt \dots dt \\ &= \begin{cases} \pm \frac{1}{\omega^q} \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} \frac{X_k}{k^q} \cos(k\omega t - \varphi_k), & q - \text{нечетное,} \\ \pm \frac{1}{\omega^q} \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} \frac{X_k}{k^q} \sin(k\omega t - \varphi_k), & q - \text{четное.} \end{cases} \end{aligned} \quad (5.1.3)$$

В результате постоянные интегрирования не учитываются, так как решение по условию должно принадлежать классу переменных периодических функций (рассматриваются установившиеся режимы).

Аналогично q -кратная производная решения (5.1.2) имеет следующий вид (дифференцирование отражается отрицательным знаком индекса кратности q):

$$\frac{d^{|q|} x}{dt^{|q|}} = \begin{cases} \pm \omega^{|q|} \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} X_k k \cos(k\omega t - \varphi_k), & q - \text{нечетное,} \\ \pm \omega^{|q|} \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} X_k k \sin(k\omega t - \varphi_k), & q - \text{четное,} \end{cases} \quad (5.1.4)$$

причем знак плюс берется при $q = 4n + 1$ в первом случае и при $q = 4n - 1$ во втором, а знак минус – при $q = 4n + 3$ в первом случае и при $q = 4n + 2$ – во втором.

Учитывая ортогональность функций $\sin k\omega t$ и $\cos k\omega t$ при неодинаковых значениях k , прямым вычислением нетрудно убедиться в справедливости следующего соотношения:

$$\frac{1}{T} \int_0^T \bar{x}^{(q_1)} \bar{x}^{(q_2)} dt = \begin{cases} 0 & \text{при } (q_1 + q_2) \text{ нечетном,} \\ \pm \left| \bar{X} \left(\frac{q_1 + q_2}{2} \right) \right|^2 & \text{при } (q_1 + q_2) \text{ четном,} \end{cases} \quad (5.1.5)$$

где $\left| \bar{X} \left(\frac{q_1 + q_2}{2} \right) \right|^2$ – квадрат действующего значения $(q_1 + q_2)/2 > 0$ раз проинтегрированной или $(q_1 + q_2)/2 < 0$ раз продифференцированной реакции, знак результата определяется по знакам множителей, закономерность изменения которых приведена выше. Иными словами, при кратности двум разности $(q_2 - q_1)$ берется знак минус, а при кратности четырем – знак плюс. Это соотношение подобно соотношению для величины скалярного произведения от интегралов (производных) гармонической функции с соответствующей геометрической интерпретацией перпендикулярности векторов на плоскости. При представлении несинусоидальных функций векторами в пространстве L_2 [51] нулевое значение производящего соотношения будет означать ортогональность соответствующих векторов этого пространства.

ПРОЦЕДУРА АЛГЕБРАИЗАЦИИ

Целью алгебраизации является получение системы алгебраических уравнений для действующих значений искомой переменной, обычно тока, а также действующих значений производной и интеграла тока, которые определяют, в свою очередь, действующие значения напряжения на индуктивности и емкости соответственно.

Сначала рассмотрим процедуру алгебраизации для получения действующего значения реакции. Первым шагом проинтегрируем исходное дифференциальное уравнение (5.1.1) $n + N - 1$ раз и из N

последних полученных уравнений образуем систему интегральных уравнений

$$\begin{aligned}
 & \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \dots \\ N \end{array} \left| \begin{array}{cccc} a_n & a_{n-1} & \dots & a_0 \\ & a_n & a_{n-1} & \dots & a_0 \\ & & a_n & a_{n-1} & \dots & a_0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ & & & & & \dots \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} x \\ \bar{x} \\ x^{(2)} \\ \dots \\ \bar{x}^{(n+N-1)} \end{array} \right| = \\
 & = \begin{array}{c} \\ \\ \\ \dots \end{array} \left| \begin{array}{cccc} b_m & b_{m-1} & \dots & b_0 \\ & b_m & b_{m-1} & \dots & b_0 \\ & & b_m & b_{m-1} & \dots & b_0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} \bar{y}^{(n-m)} \\ \bar{y}^{(n-m+1)} \\ \bar{y}^{(n-m+2)} \\ \dots \\ \bar{y}^{(n-m+N+1)} \end{array} \right|. \tag{5.1.6}
 \end{aligned}$$

Число N , называемое *уровнем допущения* в методе АДУ, выбирается априорно из тех соображений, чтобы для переменных $\bar{x}^{(N)}, \bar{x}^{(N+1)}, \dots, \bar{x}^{(n+N-1)}$ достаточно точно выполнялось условие монотонности (гипотеза фильтра), позволяющее легко определить значения этих «лишних» переменных. Они «лишние» в том смысле, что число неизвестных переменных в системе (5.1.6) равно $n + N$ при числе уравнений N . Вторым шагом возводим каждое уравнение системы (5.1.6) в квадрат и затем, усредняя результат за период с учетом производящего соотношения (5.1.5), получаем систему алгебраических уравнений для действующих значений переменных:

$$\begin{aligned}
 & \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \dots \\ N \end{array} \left| \begin{array}{cccc} a_n^2 & a_{n-1,k}^2 & \dots & a_0^2 \\ & a_n^2 & a_{n-1,k}^2 & \dots & a_0^2 \\ & & a_n^2 & a_{n-1,k}^2 & \dots & a_0^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ & & & & & \dots \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} X^2 \\ \bar{X}^2 \\ (X^{(2)})^2 \\ \dots \\ (\bar{X}^{(n+N-1)})^2 \end{array} \right| = \\
 & = \begin{array}{c} \\ \\ \\ \dots \end{array} \left| \begin{array}{cccc} b_m^2 & \dots & b_0^2 \\ & b_m^2 & \dots & b_0^2 \\ & & b_m^2 & \dots & b_0^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} (\bar{Y}^{(n-m)})^2 \\ (\bar{Y}^{(n-m+1)})^2 \\ (\bar{Y}^{(n-m+2)})^2 \\ \dots \\ (\bar{Y}^{(n-m+N-1)})^2 \end{array} \right| \tag{5.1.7}
 \end{aligned}$$

или

$$\mathbf{A}_2 \mathbf{X}_2 = \mathbf{B}_2 \mathbf{Y}_2, \quad (5.1.8)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= [X^2, (\bar{X})^2, (\bar{X}^{(2)})^2, \dots, (\bar{X}^{(n+N-1)})^2]^t, \\ \mathbf{Y} &= [(\bar{Y}^{(n-m)})^2, (\bar{Y}^{(n-m-1)})^2, \dots, (\bar{Y}^{(n-m+N-1)})^2]^t; \end{aligned} \quad (5.1.9)$$

\mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_2 – прямоугольные матрицы ленточного типа размерности $N \times (n+N)$ и $N \times (n+N)$.

Установим правило получения коэффициентов матриц \mathbf{A}_2 и \mathbf{B}_2 . В соответствии с производящим соотношением при интегрировании квадрированных уравнений системы (5.1.6) с учетом равенства

$$\left(\sum_{i=1}^n a_i \bar{x}^{(n-i)} \right)^2 = \sum_{i=1}^n a_i^2 (\bar{x}^{(n-i)})^2 + 2 \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^n \bar{x}^{(n-i)} \bar{x}^{(n-j)} a_i a_j \quad (5.1.10)$$

будем иметь отличными от нуля из перекрестных произведений только те, которые образованы сомножителями с индексами, различающимися на четные числа (2, 4, 6, ...). Тогда

$$\begin{aligned} a_{0k}^2 &= a_0^2, \\ a_{1k}^2 &= a_1^2 - 2a_2 a_0, \\ a_{2k}^2 &= a_2^2 - 2a_3 a_1 + 2a_4 a_0, \\ a_{3k}^2 &= a_3^2 - 2a_4 a_2 + 2a_5 a_1 - 2a_6 a_0, \\ a_{4k}^2 &= a_4^2 - 2a_5 a_3 + 2a_6 a_2 - 2a_7 a_1 + 2a_8 a_0, \\ &\dots \dots \dots \end{aligned} \quad (5.1.11)$$

$$\begin{aligned} a_{n-4,k}^2 &= a_{n-4}^2 - 2a_{n-3} a_{n-5} + 2a_{n-2} a_{n-6} - 2a_{n-1} a_{n-7} + 2a_n a_{n-8}, \\ a_{n-3,k}^2 &= a_{n-3}^2 - 2a_{n-2} a_{n-4} + 2a_{n-1} a_{n-5} - 2a_n a_{n-6}, \\ a_{n-2,k}^2 &= a_{n-2}^2 - 2a_{n-1} a_{n-3} + 2a_n a_{n-4}, \\ a_{n,k}^2 &= a_n^2 \end{aligned}$$

или в общем виде

$$a_{n-l,k}^2 = a_{n-l}^2 + 2 \sum_{r=1}^{n-l} (-1)^r a_{n-l+r} a_{n-l-r}, \quad (5.1.12)$$

причем $a_{n-1+r} = 0$ при $0 > (n-1 \pm r) > n$. Аналогично находятся элементы матрицы B_2 :

$$b_{m-1,k}^2 = b_{m-1}^2 - 2 \sum_{r=1}^{m+1-l} (-1)^r b_{m-l+r} b_{m-l+r}. \quad (5.1.13)$$

Для однозначного решения системы уравнений (5.1.7) необходим квадратный характер матрицы A_2 . Для обеспечения этого третьим шагом перенесем в правую часть системы уравнений все «лишние» слагаемые, содержащие $\bar{X}^{(q)}$ при $q \geq N$, считая их уже известными моногармоническими функциями при условии, что N -кратное интегрирование (сглаживание) подавляет все высшие гармоники в реакции

$$\bar{X}^{(q)} \approx \bar{X}_1^{(q)} = \frac{X_1}{\omega^q} = \frac{Y_1}{Z_1 \omega^q}. \quad (5.1.14)$$

Здесь Z_1 – модуль коэффициента передачи по первой гармонике (в случае канала воздействие – реакция системы), равный (в случае канала напряжение – ток) модулю комплексного сопротивления по первой гармонике.

Тогда система (5.1.7) примет вид

$$\begin{array}{l} N = 1 \\ N = 2 \\ N = 3 \\ \dots \\ N \end{array} \left| \begin{array}{cccc} a_n^2 & a_{n-1,k}^2 & a_{n-2,k}^2 & \dots & a_{n-N+1,k}^2 \\ \dots & a_n^2 & a_{n-1,k}^2 & \dots & a_{n-N,k}^2 \\ \dots & \dots & a_n^2 & \dots & a_{n-N-1,k}^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{array} \right| \begin{array}{l} (X)^2 \\ (\bar{X})^2 \\ (\bar{X}^{(2)})^2 \\ \dots \\ (\bar{X}^{(n+N-1)})^2 \end{array} =$$

$$= \left| \begin{array}{l} \sum_{l=1}^{m+1} b_{l,k}^2 (\bar{Y}^{(n-m+l-1)})^2 - \sum_{l=N}^n a_{n-l,k}^2 (\bar{X}_1^{(l)})^2 \\ \sum_{l=1}^{m+1} b_{l,k}^2 (\bar{Y}^{(n-m+l)})^2 - \sum_{l=N-1}^n a_{n-l,k}^2 (\bar{X}_1^{(l+1)})^2 \\ \sum_{l=1}^{m+1} b_{l,k}^2 (\bar{Y}^{(n-m+l+1)})^2 - \sum_{l=N-2}^n a_{n-l,k}^2 (\bar{X}_1^{(l+2)})^2 \\ \dots \\ \sum_{l=1}^{m+1} b_{l,k}^2 (\bar{Y}^{(n-m+N-2)})^2 - \sum_{l=1}^n a_{n-l,k}^2 (\bar{X}_1^{(l+N-1)})^2 \end{array} \right|. \quad (5.1.15)$$

Решение для квадрата действующего значения реакции при N -м допущении получается по правилу Крамера:

$$X^2 = \frac{1}{a_n^{2N}} (-1)^{i+1} \Delta_{i1} \left[\sum_{l=1}^{m+1} b_{l,k}^2 (\bar{Y}^{(n-m+l+i-2)})^2 - \sum_{l=N-i+1}^n a_{n-l,k}^2 (\bar{X}^{(l+i-1)})^2 \right]. \quad (5.1.16)$$

Здесь $(-1)^{i+1} \Delta_{i1}$ – адьюнкты матрицы A_2 (окаймленной для различных N в общем выражении матрицы в (5.1.15) при разложении ее по элементам первого столбца): $a_n^{2N} = (a_n^2)^N$ – детерминант треугольной матрицы A .

С учетом (5.1.14) и выражения для действующих значений интегралов воздействия через интегральные коэффициенты гармоник (1.5.24) решение (5.1.16) преобразуется к следующему виду:

$$\begin{aligned} X_2 &= \frac{1}{a_n^{2N}} \sum_{l=1}^N (-1)^{i+1} \Delta_{i1} \times \\ &\times \left[\sum_{l=0}^m \frac{b_{l,k}^2 (Y_1)^2 [1 + (\bar{K}_r^{(q)})^2]}{\omega^{2q}} - \sum_{l=N-i+1}^n \frac{a_{n-l,k}^2 Y_1^2}{\omega^{2(l+i-1)} Z_1^2} \right] = \\ &= \frac{1}{a_n^{2N}} \sum_{l=1}^N (-1)^{i+1} \Delta_{i1} \times \\ &\times \left[\sum_{l=1}^{m+1} \frac{b_{l,k}^2 Z_1^2 [1 + (\bar{K}_r^{(q)})^2]}{\omega^{2q}} - \sum_{l=N-i+1}^n \frac{a_{n-l,k}^2}{\omega^{2(l+i-1)}} \right] \frac{Y_1^2}{Z_1^2} = \frac{X_1^2}{v_x^2}, \end{aligned} \quad (5.1.17)$$

где $q = n - m + l + i$; v_x – коэффициент искажения реакции.

Таким образом, получили выражение для действующего значения реакции через действующее значение ее первой гармоники и коэффициент искажения реакции (тока), который в замкнутой аналитической форме находится через параметры системы и набор интегральных параметров воздействия (интегральных коэффициентов гармоник). Методы расчета интегральных коэффициентов гармоник несинусоидальных воздействий рассматриваются в п. 5.1.4. Методы расчета модуля коэффициента передачи вход – выход (воздействие – реакция) по первой гармонике (или любой другой) рассматриваются в п. 5.1.3.

Из приведенной процедуры алгебраизации и решения для действующего значения реакции видно, что при нахождении решения для действующего значения q -кратного интеграла или производной реакции $\bar{X}^{(q)}$ (соответственно $q > 0$ для интеграла и $q < 0$ – для производной) система уравнений (5.1.15) формируется таким образом, чтобы вектор компонент реакции теперь был равен $X_{2q} = [(\bar{X}_1^{(q)})^2, (\bar{X}^{(q+1)})^2, (\bar{X}^{(q+2)})^2, \dots]^t$, при этом вектор воздействий $Y_{2q} = [(\bar{Y}^{(n-m+q)})^2, (\bar{Y}^{(n-m+q+1)})^2, \dots]^t$. Тогда решение для $\bar{X}^{(q)}$ получается аналогично (5.1.16) с соответствующей коррекцией индексов интегрирования в указанных переменных:

$$(\bar{X}^{(q)})^2 = \frac{1}{a_n^{2N}} \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \Delta_{i1} \times \left[\sum_{l=1}^{m+1} b_{l,k}^2 (\bar{Y}^{(n+q-1)})^2 - \sum_{l=N-i+1}^n a_{n-l,k}^2 (\bar{X}^{(l+i+q-1)})^2 \right]. \quad (5.1.18)$$

Такую же коррекцию необходимо сделать и в (5.1.17), если пользоваться этой формой решения.

Выведенные общие соотношения положены в основу проблемно-ориентированного пакета программ [21], позволяющего рассчитывать системы, порядок которых ограничен только возможностями ЭВМ. В то же время большое число инженерных задач имеет невысокую размерность, в этих случаях, используя конкретные формулы для системы заданного порядка, расчет можно выполнять с помощью микрокалькулятора.

В устройствах преобразовательной техники параметры непрерывной (фильтрующей) части системы обычно лежат в пределах, при которых обеспечиваются фильтрующие свойства для выходной координаты. В этих условиях уже в рамках первого, второго допущений (одно-, двукратное математическое интегрирование выходной координаты) обеспечивается погрешность расчета не более нескольких процентов, если отсутствуют резонансные явления.

5.1.2. ВТОРАЯ ВЕРСИЯ МЕТОДА АЛГЕБРАИЗАЦИИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ (АДУ2)

Дальнейшее развитие прямого метода расчета действующих значений реакций в системах с несинусоидальным воздействием путем алгебраизации дифференциальных уравнений основывается

на свойстве ортогональности двух мгновенных составляющих реакции: составляющей по первой (основной) гармонике и составляющей по высшим гармоникам реакции. Эти две составляющие (реакции) порождаются аналогичными двумя ортогональными составляющими воздействия. Указанное свойство определяет и соответствующее геометрическое сложение действующих значений составляющих в общее действующее значение реакции:

$$X = \sqrt{X_1^2 + X_b^2} \quad \text{при } x = x_1 + x_b. \quad (5.1.19)$$

Действующее значение первой гармоники реакции найти несложно, обобщение этой процедуры приведено в п. 5.1.3. Сам расчет по первой гармонике, являющийся первым приближением решения, обычно предшествует расчету с учетом реальных (несинусоидальных) форм переменных в системе. В этом случае нахождение действующего значения всей реакции по методу АДУ1 излишне (из-за наличия в результате также и действующего значения первой гармоники реакции), а потому и усложнено. В методе АДУ2 задача сводится к определению действующего значения составляющей тока только по высшим гармоникам (реакция без первой гармоники), что упрощает решение.

Процедура расчета X_b идентична вышеизложенной в методе АДУ1, только меняются допущения:

1. Записывается каноническое дифференциальное уравнение n -го порядка для составляющей реакции высших гармоник при действии на систему также только высших (без первой) гармоник y_b воздействия:

$$\sum_{l=0}^n a_l p^l x_b = \sum_{l=0}^m b_l p^l y_b. \quad (5.1.20)$$

2. Уравнение n -го порядка интегрируется $(n + N - 1)$ раз, где N – номер планируемого приближения, и из N последних уравнений образуется система уравнений, являющихся, по сути, уже интегральными.

3. Полученная система алгебраизуется путем возведения каждого уравнения в квадрат и интегрирования за период. Производящие соотношения (5.1.5), на основании которых вычисляются интегралы от перекрестных произведений переменных, входящих в интегральные уравнения, остаются действительными и для X_b .

4. Обеспечивается совместность полученной системы алгебраических уравнений путем приравнивания нулю элементов $N + 1$ -го столбца и всех последующих столбцов левой матрицы ко-

эффицентом, что делает матрицу квадратной. Указанное зануление части переменных основывается на новой концепции: при интегрировании высокочастотной составляющей реакции она уменьшается и действующее значение N раз сглаженной высокочастотной реакции тогда стремится к нулю.

С учетом сказанного система алгебраических уравнений (5.1.7) теперь примет следующий вид:

$$\begin{matrix} 1 & a_n^2 & a_{n-1,k}^2 & \dots & a_0^2 & & & X_b^2 \\ 2 & & a_n^2 & a_{n-1,k}^2 & \dots & a_0^2 & & (\bar{X}_b)^2 \\ 3 & & & a_n^2 & a_{n-1,k}^2 & \dots & a_0^2 & (\bar{X}_b^{(2)})^2 \\ \dots & & & & & & & \dots \\ N & & & & & & a_n^2 & (\bar{X}_b^{(n+N-1)})^2 \end{matrix} = \begin{matrix} b_m^2 & \dots & b_0^2 & & & & & (\bar{Y}_b^{(n-m)})^2 \\ & & b_m^2 & \dots & b_0^2 & & & (\bar{Y}_b^{(n-m+1)})^2 \\ & & & & b_m^2 & \dots & b_0^2 & (\bar{Y}_b^{(n-m+2)})^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ & & & & & & & (\bar{Y}_b^{(n-m+N-1)})^2 \end{matrix} \quad (5.1.21)$$

Решение для нормы X_b получается при различных N из условия, что все элементы матрицы A_2 по (5.1.8), не входящие в окаймленную ее часть, размерность которой определяется значением N , в решение не входят, так как отвечающие им значения $\bar{X}_b^{(N)}, \bar{X}_b^{(N+1)}, \dots, X_b^{(n+N-1)}$ равны нулю в соответствии со сделанными допущениями. Как и в методе АДУ1, при выполнении гипотезы фильтра эти допущения автоматически выполняются и здесь так как при $\bar{X}^{(q)}$ синусоидальной формы, разумеется, $\bar{X}_b^{(q)} = 0$.

Тогда действующее значение энергетического возмущения реакции при N -м допущении из (5.1.21) по правилу Крамера равно

$$\begin{aligned} X_b^2 &= \frac{1}{a_n^{2N}} \left\{ \sum_{l=1}^N (-1)^{l+1} \Delta_{il} \sum_{l=0}^m b_{lk}^2 (\bar{Y}_b^{(n-l+i-1)})^2 \right\} = \\ &= \frac{Y_1^2}{a_n^{2N}} \left\{ \sum_{l=1}^N (-1)^{l+1} \Delta_{il} \sum_{l=0}^m \frac{b_{lk}^2 (\bar{K}_\Gamma^{(n-l+i-1)})^2}{\omega^{2(n-l+i-1)}} \right\}. \end{aligned} \quad (5.1.22)$$

Полученное соотношение более простое, чем соотношение (5.1.17) для действующего значения всей реакции.

Общие выражения для алгебраических дополнений Δ_{ii} через коэффициенты исходного уравнения в зависимости от номера допущения N и порядка системы n получены в [21].

Таким образом, метод АДУ2 обладает общностью и компактностью результата, что позволяет легко запрограммировать вычисление по формуле (5.1.22) даже на малых ЭВМ. Еще одно достоинство применения метода АДУ2 связано с самой концепцией, лежащей в основе второй версии метода, – естественное разделение движения на «медленные» (первая гармоника) и «быстрые» (высшие) гармоники. Это упрощает решение в тех случаях, когда дифференциальные уравнения объекта (его схема замещения) различны для этих двух составляющих, что вообще исключает прямое использование метода АДУ1. Именно так обстоит дело с моделью такого объекта, как асинхронный двигатель.

И, наконец, имеется еще одна возможность облегчения расчета и упрощения конечных выражений для действующих значений искомых переменных – запись их через раскрытые алгебраические дополнения Δ_{ii} , т. е. через коэффициенты дифференциальных уравнений. Эта возможность связана с использованием нового допущения о малости активных сопротивлений схемы замещения для высших гармоник по сравнению с реактивными. В устройствах преобразовательной техники, в которых «несущая» частота (частота коммутаций) заметно превосходит частоту выходного напряжения (непосредственные преобразователи частоты с естественной и искусственной коммутацией, инверторы с ШИР и ШИМ), подобное обычно имеет место.

5.1.3. ВЫВОД ОБЩИХ ВЫРАЖЕНИЙ ДЛЯ МОДУЛЯ КОМПЛЕКСНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Выражения для действующих значений токов в методе АДУ1 содержат модуль комплексного сопротивления схемы по первой гармонике приложенного напряжения. Формализуем методику его расчета через первичные параметры схемы исходя из той же математической модели системы, а именно из дифференциального уравнения в форме вход – выход. Вообще говоря, объект может быть и не электрической природы, и тогда модуль комплексного сопротивления выступает просто как коэффициент пропорциональности между первой гармоникой реакции и первой гармоникой воздействия, но тем не менее этот коэффициент в методе рас-

чета по-прежнему для удобства называется модулем комплексной сопротивляемости.

Первый метод. Выражение для эквивалента комплексного сопротивления (по любой гармонике) получим из дифференциального уравнения (5.1.1), приняв $p = j\omega$:

$$\hat{Z}(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{\sum_{l=0}^m b_l(j\omega)^l}{\sum_{l=0}^n a_l(j\omega)^l} = \frac{A_n + jB_n}{C_n + jD_n}. \quad (5.1.23)$$

Тогда модуль комплексного коэффициента

$$|\hat{Z}_n|^2 = \frac{A_n^2 + B_n^2}{C_n^2 + D_n^2}, \quad (5.1.24)$$

его фаза

$$\varphi_n = \arctg \frac{B_n C_n - A_n D_n}{A_n C_n + B_n D_n}. \quad (5.1.25)$$

Выражения для A_n, B_n, C_n, D_n формируются из сумм соответствующих коэффициентов a_l, b_l следующим образом, установленным опять методом индукции (слева при n нечетном, справа – четном):

$A_n = \sum_{l=0}^n a_l(j\omega)^l,$ <p>l – четное</p>	$A_n = \sum_{l=0}^{n-1} a_l(j\omega)^l,$ <p>l – четное</p>
$B_n = \sum_{l=1}^{n-1} a_l(j\omega)^l,$ <p>l – нечетное</p>	$B_n = \sum_{l=1}^n a_l(j\omega)^l,$ <p>l – нечетное</p>
$C_n = \sum_{l=0}^n b_l(j\omega)^l,$ <p>l – четное</p>	$C_n = \sum_{l=0}^{n-1} b_l(j\omega)^l,$ <p>l – четное</p>
$D_n = \sum_{l=1}^{n-1} b_l(j\omega)^l,$ <p>l – нечетное</p>	$D_n = \sum_{l=1}^n b_l(j\omega)^l,$ <p>l – нечетное</p>

(5.1.26)

Степени $(j\omega)^l$ имеют по знаку период повторения, кратный четырем:

$$\begin{aligned} (j\omega)^1 &= j\omega, & (j\omega)^5 &= j\omega^5, \\ (j\omega)^2 &= -\omega^2, & (j\omega)^6 &= -\omega^6, \\ (j\omega)^3 &= -j\omega^3, & (j\omega)^7 &= -j\omega^7, \\ (j\omega)^4 &= \omega^4, & (j\omega)^8 &= \omega^8. \end{aligned} \quad (5.1.27)$$

Для $n = 1 \dots 5$ (о которых в основном будем говорить) коэффициенты A_n, B_n, C_n, D_n имеют следующие значения:

$$\begin{aligned} n = 1, & A_1 = a_0, & B_1 &= \omega^2 a_1, & C_1 &= b_0, & D_1 &= \omega b_1, \\ n = 2, & A_2 = A_1 = \omega^2, & B_2 &= B_1, & C_2 &= C_1 - \omega^2 B_2, & D_2 &= D_1, \\ n = 3, & A_3 = A_2, & B_3 &= B_2 - \omega^3 a_3, & C_3 &= C_2, & D_3 &= D_2 - \omega^3 B_3, \\ n = 4, & A_4 = A_2 + \omega^2 a_4, & B_4 &= B_3, & C_4 &= C_3 + \omega^4 B_4, & D_4 &= D_3, \\ n = 5, & A_5 = A_4, & B_5 &= B_4 - \omega^5 a_5, & C_5 &= C_4, & D_5 &= D_4 - \omega^5 B_5. \end{aligned} \quad (5.1.28)$$

Соотношения (5.1.25), (5.1.28) положены в основу пакета прикладных программ RV1 (ряд Фурье), которые используются для проверки точности расчетов методом АДУ [21].

Второй метод. Рассмотренный метод нахождения комплексного сопротивления по первой или любой другой k -й гармонике (при замене $j\omega$ на $jk\omega$) дает возможность определить по коэффициентам дифференциального уравнения не только модуль, но и фазу сопротивления, а значит, и фазовый сдвиг соответствующей гармоники тока относительно напряжения. В тех случаях, когда знание фазы тока не требуется, можно предложить более простой метод определения модуля комплексного сопротивления уже не по дифференциальному, а по алгебраическому уравнению, полученному из этого дифференциального методом АДУ1. Первое уравнение системы алгебраических уравнений (5.1.7) может быть записано с учетом соотношений (5.1.14) и (1.5.24) при $\bar{K}_r^{(q)} = 0$ ($q = 1, 2, \dots, q$) в такой форме ($n = m$):

$$\begin{aligned} & \left(a_n^2 + \frac{a_{n-1,k}^2}{\omega^2} + \frac{a_{n-2,k}^2}{\omega^4} + \dots + \frac{a_{1,k}^2}{\omega^{2(n-1)}} + \frac{a_0^2}{\omega^{2n}} \right) X_1^2 = \\ & = \left(b_n^2 + \frac{b_{n-1,k}^2}{\omega^2} + \frac{b_{n-2,k}^2}{\omega^4} + \dots + \frac{b_{1,k}^2}{\omega^{2(n-1)}} + \frac{b_0^2}{\omega^{2n}} \right) Y_1^2. \end{aligned} \quad (5.1.29)$$

Отсюда непосредственно получаем выражение для модуля (в квадрате) комплексного сопротивления по первой гармонике:

$$Z_1^2 = \frac{Y_1^2}{X_1^2} = \frac{\sum_{l=0}^n \frac{a_{n-l,k}^2}{\omega^{2l}}}{\sum_{l=0}^n \frac{b_{n-l,k}^2}{\omega^{2l}}}. \quad (5.1.30)$$

Сравнение этого выражения с формулой (5.1.24) предыдущего метода показывает существенное уменьшение здесь числа операций умножения и сложения, поэтому данная формула предпочтительнее для расчетов, не требующих знания фазы тока.

О п р е д е л е н и е $\text{Re} Z_k$. Метод АДУ, позволяя прямо выражать действующие значения напряжения и тока через параметры цепи и воздействия, дает возможность сразу определять и полную мощность. Активную мощность на входе разветвленной электрической цепи в этом случае можно определять из условия сохранения энергии:

$$P_{\text{вх}} = \sum_j I_j^2 R_j, \quad (5.1.31)$$

где I_j — действующие значения токов, текущих в ветвях с омическими сопротивлениями R_j .

Для определения коэффициента выделения активной мощности η_a необходимо еще знание активной мощности по полезной гармонике (первой или соответствующей k -й). В этом случае удобнее ее находить, используя известное из теории цепей выражение

$$P_k = \frac{1}{2} I_k^2 \text{Re} Z_k, \quad (5.1.32)$$

где $\text{Re} Z_k$ вычисляется из (5.1.23):

$$\text{Re} Z_k = \frac{A_n C_n + B_n D_n}{C_n^2 + D_n^2}. \quad (5.1.33)$$

5.1.4. МЕТОДЫ ПОЛУЧЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ГАРМОНИК

Интегральные коэффициенты гармоник в соответствии с (1.5.24) однозначно связаны с действующими значениями интегралов несинусоидальной функции (воздействия), поэтому задача сводится к нахождению действующих значений этих интегралов по заданной функции. Прямое определение действующего значения

путем интегрирования анализируемой функции приемлемо, как правило, только при простых формах воздействия, поэтому необходима разработка специальных методов расчета.

Метод гармонического синтеза. Вычисление действующего значения интегралов воздействия в соответствии с (1.5.24) сводится к вычислению в замкнутом виде суммы гармоник воздействия вида

$$\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{U_k}{U_1 k^q} \right)^2 = \left(\frac{\bar{U}^{(q)}}{U_1} \right)^2 \omega^{2q}, \quad (5.1.34)$$

что требует знания относительного гармонического состава воздействия и определяется возможностью синтеза полученного ряда в замкнутой форме [52]. Наиболее просто это достигается при таких формах воздействия, которые не меняются при регулировании, в рассматриваемом ниже случае с инвертором напряжения это соответствует методам амплитудного регулирования сформированного напряжения (см. гл. 8).

Так, при амплитудно-импульсной модуляции относительное содержание гармоник в выходном напряжении однофазного инвертора определяется соотношением $U_k/U_1 = 1/k$, где k – нечетные гармоники, а в случае трехфазного мостового инвертора еще и кратные трем. Тогда для однофазного инвертора с учетом известных сумм запишем уравнение

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{U_k}{U_1 k^q} \right)^2 &= \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{k^{q+1}} \right)^2 = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^{2(q+1)}} = \\ &= \left(\frac{\pi^{2(q+1)} 2^{2(q+1)}}{2[2(q+1)]} B_{q+1} \right)^{\frac{1}{2}}, \end{aligned} \quad (5.1.35)$$

где B_{q+1} – числа Бернулли, причем $B_1 = 1/6$, $B_2 = 1/30$, $B_3 = 1/42$. Тогда

$$\begin{aligned} (\bar{U})^2 &= \frac{\pi}{4\sqrt{6}} \left(\frac{U_1}{\omega} \right)^2 = 1,0073 \left(\frac{U_1}{\omega} \right)^2, \quad K_r = 0,08544; \\ (\bar{\bar{U}})^2 &= \frac{\pi^3}{24} \left(\frac{U_1}{\omega^2} \right)^2 \sqrt{\frac{63}{105}} = 1,0072 \left(\frac{U_1}{\omega^2} \right)^2, \quad \bar{\bar{K}}_r = 0,02683; \\ (\bar{U}^{(3)})^2 &= \frac{\pi^4}{48} \sqrt{\frac{51}{105}} \left(\frac{U_1}{\omega^3} \right)^2 = 1,000077 \left(\frac{U_1}{\omega^3} \right)^2, \quad \bar{\bar{K}}_r^{(3)} = 0,0088. \end{aligned} \quad (5.1.36)$$

В случае трехфазного инвертора отсутствуют еще и гармоники, кратные трем, тогда

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{U_k}{U_1 k^q} \right)^2 &= \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{k^{q+1}} \right)^2 = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^{2(q+1)}} - \\ - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{[3(2n-1)]^{2(q+1)}} &= \left[1 - \frac{1}{3^{2(q+1)}} \right] \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^{2(q+1)}} = \quad (5.1.37) \\ &= C_q \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^{2(q+1)}}, \end{aligned}$$

т. е. и эту сумму свели к предыдущей, при этом $C_q = 80/81$, $C_q = 728/729$, $C_q = 6560/6561$ соответственно при $q = 1, 2, 3$, а $\bar{K}_r = 0,0849$, $\bar{K}_r = 0,0268$, $\bar{K}_r^{(3)} = 0,0087$.

Значения интегральных коэффициентов гармоник ряда типовых входных (выходных) токов (напряжений) вентильных преобразователей приведены в табл. 5.1.1.

Можно показать, что для управляемого выпрямителя интегральные коэффициенты гармоник выпрямленного напряжения, отнесенные по отношению к постоянной составляющей выпрямленного напряжения, рассчитываются по формуле (получена М.В. Мартиновичем)

$$\bar{K}_r^{(q)} = \sqrt{A^2 + B^2 \operatorname{tg}^2 \alpha},$$

где коэффициенты A и B берутся для трехфазного и шестифазного выпрямителей из табл. 5.1.2.

В случае сложных спектров, как это имеет место при алгоритмах ШИМ в автономных инверторах (см. гл. 8), суммирование гармоник выполняется на ЭВМ, при этом гармоники определяются также программным путем на основании метода академика А.Н. Крылова: в случае кусочно-постоянной функции, как у инвертора, гармоники определяются величинами скачков функции в точках ее разрыва. Подобным образом удобно определить $\bar{K}_r^{(q)}$ при следящих алгоритмах управления (см. гл. 12).

Таблица 5.1.1

Интегральные коэффициенты гармоник

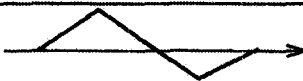
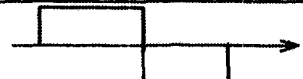

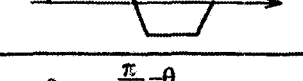
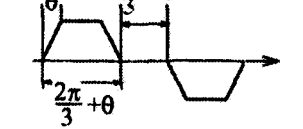

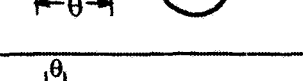
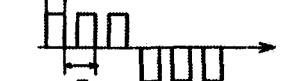
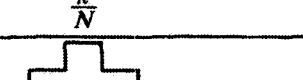
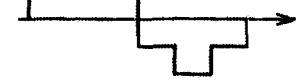
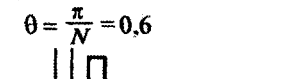
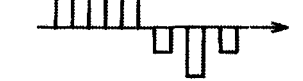
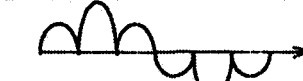
Варируемый параметр	Функция	\hat{K}_r	K_r	\bar{K}_r	$\bar{K}_r^{(2)}$
—		0,483	0,121	0,038	0,012
—		—	0,45	0,121	0,038
$\theta = \frac{\pi}{6}$		1,377	0,319	0,106	0,034
$\theta = \frac{\pi}{3}$		0,77	0,225	0,075	0,025
$\theta = \frac{\pi}{6}$		1,722	0,556	0,249	0,122
$\theta = \frac{\pi}{3}$		1,077	0,45	0,218	0,108
$\theta = \frac{\pi}{2}$		2,108	0,623	0,202	0,067
$\theta = \frac{\pi}{3}$		4,016	0,974	0,288	0,091
$N=3, \theta = \frac{\pi}{6}$		—	1,111	0,228	0,06
$N=6, \theta = \frac{\pi}{12}$		—	1,141	0,158	0,042
—		—	0,31	0,046	0,009
$N=3$	$\theta = \frac{\pi}{N} = 0,6$ 	—	0,848	0,141	0,027
—		0,547	0,104	0,02	0,004

Таблица 5.1.2

Коэффициенты для трех- и шестифазных выпрямителей

m	q	A	B
3	0	$6.76 \cdot 10^{-2}$	$8.57 \cdot 10^{-1}$
	1	$7.04 \cdot 10^{-3}$	$6.76 \cdot 10^{-2}$
	2	$7.73 \cdot 10^{-4}$	$7.04 \cdot 10^{-3}$
	3	$8.52 \cdot 10^{-5}$	$7.73 \cdot 10^{-4}$
6	0	$3.52 \cdot 10^{-3}$	$1.89 \cdot 10^{-1}$
	1	$9.22 \cdot 10^{-5}$	$3.52 \cdot 10^{-3}$
	2	$2.40 \cdot 10^{-6}$	$9.22 \cdot 10^{-5}$
	3	$2.52 \cdot 10^{-7}$	$2.40 \cdot 10^{-6}$

Метод интеграла Фурье. Процедуру суммирования бесконечных рядов при вычислении действующего значения интегралов воздействия, рассмотренную выше, можно заменить процедурой взятия определенного интеграла, если вместо ряда Фурье использовать спектральную плотность по Фурье и формулу Рэлея:

$$\bar{U}^{(q)} = \frac{1}{T} \int_0^T (\bar{u}^{(q)})^2 dt = \frac{1}{T} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{u}_T^{(q)}(j\omega) (\bar{u}_T^{(q)}(j\omega))^* d\omega. \quad (5.1.38)$$

Спектральные плотности интегралов воздействия находятся через спектральную плотность воздействия и теорему интегрального преобразования Фурье об изображении интеграла функции через изображение функции:

$$\begin{aligned} \bar{u}(j\omega) &= \frac{u(j\omega) - u(0)}{j\omega}, \\ \bar{u}^{(q)}(j\omega) &= \frac{\bar{u}(j\omega) - \bar{u}(0)}{j\omega} = \frac{u(j\omega)}{(j\omega)^2} - \frac{u(0)}{(j\omega)^2} - \frac{\bar{u}(0)}{j\omega}, \quad (5.1.39) \\ \bar{u}^{(q)}(j\omega) &= \frac{u(j\omega)}{(j\omega)^q} - \sum_{l=0}^{q-1} \frac{u^{(l)}(0)}{(j\omega)^{(q-l)}}. \end{aligned}$$

Применение этого метода рационально при различных алгоритмах ШИР в инверторе (см. гл. 8), когда можно получить достаточно компактные выражения для спектральной плотности напряжения [21], особенно при использовании обобщенного вектора напряжения. Но с увеличением q нарастает трудоемкость вычисления, так как в соответствии с (5.1.39) растет число интегралов, рав-

ное $(q+1)^2$, на которые распадается общий интеграл (5.1.38). Правда, как видно из (5.1.36) и (5.1.37), интегральные коэффициенты гармоник с ростом q также быстро спадают к нулю.

Метод производящего соотношения. Выражение для определения действующего значения интегралов воздействия можно преобразовать следующим образом, используя свойство производящего соотношения (5.1.5):

$$\bar{U}^{(q)} = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{u}^{(q)} \bar{u}^{(q)} dt = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{u}^{(2q)} u dt = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{u}^{(2q+1)} u' dt. \quad (5.1.40)$$

Учитывая специфику формы выходного напряжения инвертора напряжения – его кусочно-постоянный характер, производная от которого равна совокупности дельта-функций по точкам разрыва непрерывности, выражение (5.1.40) можно переписать на основе фильтрующего свойства дельта-функции в такой форме:

$$\bar{U}^{(q)} = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{u}^{(2q+1)} \sum_{t_r} \delta(t_r) dt = \frac{1}{T} \sum_{t_r} \bar{u}^{(2q+1)}(t_r) c_r. \quad (5.1.41)$$

Таким образом, зная значения скачков функции c_r в точках разрыва (в линейном напряжении инвертора величины всех скачков равны напряжению на входе инвертора) и значения дискрет $(2q+1)$ раз интегрированного выходного напряжения, находим действующие значения интеграла функции. Дискреты напряжения $\bar{u}^{(2q+1)}$ находятся точно методом разностных уравнений (см. разд. 5.6) достаточно просто при равноинтервальных отрезков между соседними t_r (алгоритмы ШИР) [21] или сложнее – при модулированных интервалах (алгоритмы ШИМ). Если $\bar{u}^{(2q+1)}$ считать синусоидальной, то расчет по (5.1.41) становится элементарным.

5.2. РАЗВИТИЕ ПРЯМЫХ МЕТОДОВ РАСЧЕТА ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ПРОСТРАНСТВЕ СОСТОЯНИЙ ПО ПЕРВОЙ ГАРМОНИКЕ

Рассмотренные выше прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей были построены применительно к математической модели преобразователя вида *один вход – один выход (ОВОВ)*. Модель преобразователя для мгновен-

ного значения интересующей переменной при этом имеет вид дифференциального уравнения n -го порядка. После алгебраизации такого дифференциального уравнения получалось алгебраическое соотношение для соответствующего интегрального значения этой переменной (действующее значение, среднее значение, первая гармоника). Для каждой новой интегральной переменной всю процедуру алгебраизации необходимо проводить заново.

Многочисленной процедуры алгебраизации дифференциальных уравнений в системе n -го порядка с вентиляльным преобразователем можно избежать, если использовать математическую модель преобразователя в форме *один вход – много выходов (ОВМВ)* или в форме *много входов – много выходов (МВМВ)*. Это требует записи математической модели в форме метода пространства состояний, т. е. в форме системы дифференциальных уравнений первого порядка вида

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad (5.2.1a)$$

$$\dot{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}, \quad (5.2.1б)$$

где $\mathbf{x} = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)^T$ – вектор переменных состояния (токи индуктивностей и напряжения емкостей); $\mathbf{u} = (u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)^T$ – вектор входных воздействий на систему (ЭДС источников питания, токи питающих источников тока); \mathbf{A} – матрица системы, в общем случае имеющая вид

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & \dots & a_{2n} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & \dots & a_{3n} \\ \vdots & & & & \\ a_{n1} & a_{n2} & a_{n3} & \dots & a_{nn} \end{pmatrix}; \quad (5.2.2)$$

\mathbf{u} – вектор переменных выходов; \mathbf{C} , \mathbf{D} – матрицы соответствующих размерностей.

Так как в определение почти всех важнейших энергетических показателей входит в какой-то форме действующее значение первой гармоники исследуемой переменной, изучение процедуры алгебраизации системы дифференциальных уравнений в форме (5.2.1) рационально начать именно с расчета первых гармоник переменных состояния. Поскольку матричное уравнение (5.2.1б) с точностью до обозначений аналогично матричному уравнению

(5.2.1а), процедуру алгебраизации дифференциальных уравнений достаточно провести для уравнения (5.2.1а). Кроме того, расчет по первой гармонике имеет и самостоятельное значение, как расчет по гладкой составляющей в квазигармонических системах.

5.2.1. ПОСТОЯННЫЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ СИСТЕМНОЙ МАТРИЦЫ А

Для наглядности изложения метода алгебраизации дифференциальных уравнений в форме (5.2.1) проведем ее сначала применительно к системе второго порядка и затем обобщим результат на систему n -го порядка.

В развернутой форме дифференциальные уравнения системы второго порядка имеют вид

$$\begin{aligned} \dot{x}_{1(1)} - a_{11}x_{1(1)} - a_{12}x_{2(1)} &= b_1u_{1(1)}, \\ \dot{x}_{2(1)} - a_{21}x_{1(1)} - a_{22}x_{2(1)} &= b_2u_{2(1)}. \end{aligned} \quad (5.2.3)$$

Здесь все переменные считаются гармоническими функциями, поскольку расчет делается по первой гармонике, индекс первой гармоники будет у всех переменных:

$$\begin{aligned} u_{1(1)} &= \sqrt{2}U_{1(1)} \sin \omega t = U_{1(1)a} \sin \omega t, \\ u_{2(1)} &= \sqrt{2}U_{2(1)} \sin(\omega t - \psi_2) = \sqrt{2}U_{2(1)} [\sin \omega t \cos \psi_2 - \sin \psi_2 \cos \omega t] = \\ &= U_{2(1)a} \sin \omega t - U_{2(1)p} \cos \omega t, \\ x_{1(1)} &= \sqrt{2}X_{1(1)} \sin(\omega t - \phi_1) = X_{1(1)a} \sin \omega t - X_{1(1)p} \cos \omega t, \\ x_{2(1)} &= \sqrt{2}X_{2(1)} \sin(\omega t - \psi_2 - \phi_2) = X_{2(1)a} \sin \omega t - X_{2(1)p} \cos \omega t, \\ \frac{dx_{1(1)}}{dt} &= \omega \sqrt{2}X_{1(1)} \cos(\omega t - \phi_1) = \omega X_{1(1)a} \cos \omega t + \omega X_{1(1)p} \sin \omega t, \\ \frac{dx_{2(1)}}{dt} &= \omega \sqrt{2}X_{2(1)} \cos(\omega t - \psi_2 - \phi_2) = \omega X_{2(1)a} \cos \omega t + \omega X_{2(1)p} \sin \omega t. \end{aligned} \quad (5.2.4)$$

Для того чтобы после процедуры преобразования дифференциальных уравнений (5.2.1), приведенной ниже, в алгебраические уравнения для действующих значений первых гармоник переменных не вошли их фазы, трудоемкие для расчета, мы «расщепили» первые гармоники переменных в (5.2.4) на их активные и реактивные составляющие, ортогональные друг другу. Теперь в процессе

алгебраизации умножим уравнения (5.2.3) последовательно на $\cos\omega t$ и $\sin\omega t$ и усредним за период первой гармоники, в итоге будем иметь систему уже из четырех уравнений (слагаемые, содержащие определенные интегралы от произведения синусов и косинусов, равные нулю, опущены):

$$\begin{aligned} \frac{\omega}{T} \int_0^T X_{1(1)a} \cos^2 \omega t dt + \frac{a_{11}}{T} \int_0^T X_{1(1)p} \cos^2 \omega t dt + \frac{a_{12}}{T} \int_0^T X_{2(1)p} \cos^2 \omega t dt = 0, \\ \frac{\omega}{T} \int_0^T X_{2(1)a} \cos^2 \omega t dt + \frac{a_{21}}{T} \int_0^T X_{1(1)p} \cos^2 \omega t dt + \frac{a_{22}}{T} \int_0^T X_{2(1)p} \cos^2 \omega t dt = \\ = -\frac{b_2}{T} \int_0^T U_{2(1)p} \cos^2 \omega t dt, \\ \frac{\omega}{T} \int_0^T X_{1(1)p} \sin^2 \omega t dt - \frac{a_{11}}{T} \int_0^T X_{1(1)a} \sin^2 \omega t dt - \frac{a_{12}}{T} \int_0^T X_{2(1)a} \sin^2 \omega t dt = \\ = \frac{b_1}{T} \int_0^T U_{1(1)a} \sin^2 \omega t dt, \\ \frac{\omega}{T} \int_0^T X_{2(1)p} \sin^2 \omega t dt - \frac{a_{21}}{T} \int_0^T X_{1(1)a} \sin^2 \omega t dt - \frac{a_{22}}{T} \int_0^T X_{2(1)p} \sin^2 \omega t dt = \\ = \frac{b_2}{T} \int_0^T U_{2(1)a} \sin^2 \omega t dt. \end{aligned} \quad (5.2.5)$$

После вычисления определенных интегралов получаем систему алгебраических уравнений относительно неизвестных амплитуд первых гармоник реакций $X_{1(1)a}$, $X_{1(1)p}$, $X_{2(1)a}$, $X_{2(1)p}$, которая матричной форме запишется так:

$$\begin{pmatrix} \omega & 0 & | & a_{11} & a_{12} \\ 0 & \omega & | & a_{21} & a_{22} \\ - & - & + & - & - \\ -a_{11} & -a_{12} & | & \omega & 0 \\ -a_{21} & -a_{22} & | & 0 & \omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_{1(1)a} \\ X_{2(1)a} \\ X_{1(1)p} \\ X_{2(1)p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \cdot U_{1(1)p} \\ -b_2 U_{2(1)p} \\ b_1 U_{1(1)a} \\ b_2 U_{2(1)a} \end{pmatrix}. \quad (5.2.6)$$

Разделив матрицу коэффициентов при векторе искомым переменных пунктирными линиями на четыре подматрицы и учитывая вид системной матрицы (5.2.2), уравнение (5.2.6) можно переписать в такой форме:

$$\left| \begin{array}{c|c} \omega\mathbf{E} & \mathbf{A} \\ \hline -\mathbf{A} & \omega\mathbf{E} \end{array} \right| \begin{array}{c} \mathbf{X}_{(1)a} \\ \hline \mathbf{X}_{(1)p} \end{array} = \begin{array}{c} \mathbf{U}_{(1)p} \\ \hline \mathbf{U}_{(1)a} \end{array} \quad (5.2.7)$$

где \mathbf{E} – диагональная единичная матрица.

Очевидно, что матричное уравнение (5.2.7) справедливо и для систем более высокого порядка, чем два, при соответствующем наращивании размерности матрицы \mathbf{A} в соответствии с (5.2.2) как $n \times n$ матрицы, так и аналогично всем остальным подматрицам уравнения (5.2.7).

Это позволяет записать решение уравнения (5.2.7) как решение для системы n -го порядка, умножая уравнение слева на матрицу, обратную матрице коэффициентов при векторе искомым переменных, что дает

$$\begin{array}{c} \mathbf{X}_{(1)a} \\ \hline \mathbf{X}_{(1)p} \end{array} = \begin{array}{c|c} \omega\mathbf{E} & \mathbf{A} \\ \hline -\mathbf{A} & \omega\mathbf{E} \end{array}^{-1} \cdot \begin{array}{c} \mathbf{U}_{(1)p} \\ \hline \mathbf{U}_{(1)a} \end{array}. \quad (5.2.8)$$

Результирующая амплитуда гармоники любой j -й переменной определяется ее модулем

$$X_{j(1)}^2 = \sqrt{X_{j(1)a}^2 + X_{j(1)p}^2} \quad (5.2.9)$$

и фазой

$$\varphi_{j(1)} = \arctg \frac{X_{j(1)p}}{X_{j(1)a}}. \quad (5.2.10)$$

Таким образом, формула (5.2.8) дает решения для амплитудных значений первых гармоник сразу всех переменных состояния. По сравнению с символическим методом расчета линейных электрических цепей с синусоидальными токами здесь не требуется трудоемкой процедуры нахождения модулей и фаз парциальных комплексных сопротивлений цепи на участках от входа цепи до каждого парциального элемента цепи, которую в системе n -го по-

рядка придется провести n раз. Кроме того, решение выражено не в функции параметров элементов цепи, а в функции коэффициентов дифференциальных уравнений, что делает его общим, справедливым при любой структуре электрической цепи n -го порядка. По сравнению с операторным методом расчета линейных электрических цепей с помощью преобразования Лапласа здесь не требуется знания корней характеристического уравнения цепи, вычисления которых для алгебраических уравнений выше третьего порядка в общем виде, как известно, невозможно, и знание которых необходимо при выполнении обратного преобразования Лапласа.

Для различения прямого метода расчета по первой гармонике АДУ(1), изложенного в разд. 1.5 применительно к математической модели ОВОВ, и прямого метода расчета по первой гармонике изложенного здесь применительно к математическим моделям ОВМВ, МВМВ, будем его обозначать добавлением к прежней аббревиатуре букв «ПС» (пространство состояний) — АДУПС(1).

5.2.2.* ПЕРЕМЕННЫЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ СИСТЕМНОЙ МАТРИЦЫ А

Математическая модель преобразователя в форме системы дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами системных матриц A и C в (5.2.1) имеет место при питании преобразователя от идеальных источников энергии (источники ЭДС нулевым внутренним импедансом, источники тока с бесконечно большим внутренним импедансом). При этом источник энергии вентильный преобразователь, внутри которого также отсутствуют какие либо R, L, C элементы, кроме идеальных вентилях, представляются в математической модели в форме разрывных (несинусоидальных) входных воздействий, отображаемых матричными членами Bu и Du за счет вхождения разрывных коммутационных функций вентилях в матрицы коэффициентов воздействий B и D . Тогда анализ электромагнитных процессов в системе сводится к анализу разрывных воздействий (правая часть дифференциальных уравнений (5.2.3)) на систему с постоянными параметрами (левая часть дифференциальных уравнений (5.2.1)).

В случае питания вентильного преобразователя от реального источника энергии, обладающего собственным внутренним импедансом, а также при наличии на входе вентильного преобразователя входного фильтра ключевой преобразователь включен между двумя непрерывными частями системы, как показано на рис. 5.2 для преобразователей типа источника напряжения (a) и источника тока (b).

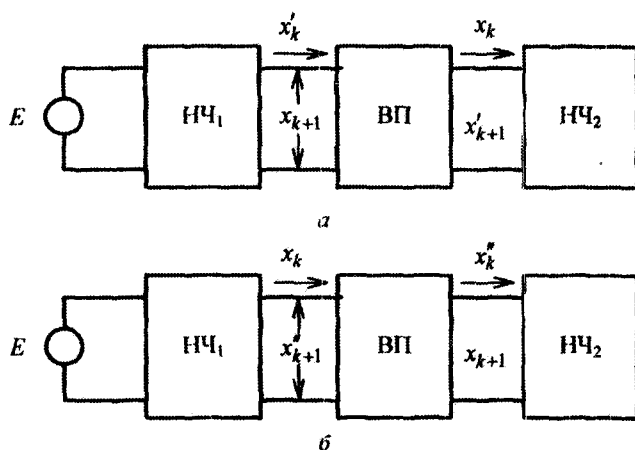


Рис. 5.2.1

Здесь под преобразователем типа источника напряжения подразумевается преобразователь, задающий кривую своего выходного напряжения, а под преобразователем типа источника тока подразумевается преобразователь, задающий кривую своего выходного тока. Тогда для первого типа преобразователя (рис. 5.2.1, а) можно записать уравнение связи между его входными и выходными переменными с учетом (1.4.2) как

$$x'_k = \Psi_n x_k, \quad x'_{k+1} = \Psi_n x_{k+1}. \quad (5.2.11a)$$

Переменными состояния будут непрерывные переменные x_{k+1} (напряжение на емкости входного фильтра преобразователя напряжения) и x_k (ток индуктивности ветви нагрузки), а вспомогательные переменные x'_{k+1} и x'_k описывают выходное напряжение преобразователя и его входной ток соответственно, являющиеся уже разрывными функциями (см. инвертор напряжения в гл. 8).

Для второго типа преобразователя (рис. 5.2.1, б) аналогичные уравнения связи будут иметь место, только теперь переменные состояния характеризуют ток входной индуктивности преобразователя (x_k) и напряжение выходной емкости (x_{k+1}) (см. инвертор тока в гл. 8). Вспомогательные переменные x'_k и x'_{k+1} определяют соответственно разрывной выходной ток и разрывное входное напряжение преобразователя

$$x'_k = \Psi_n x_k, \quad x'_{k+1} = \Psi_n x_{k+1}. \quad (5.2.11б)$$

Вспомогательные переменные, присутствующие при записи уравнений состояния для каждой непрерывной части системы, ис-

чезнут при построении единой системы уравнений состояния путем исключения их с помощью соотношений (5.2.11). Действительно, уравнения состояния для первой непрерывной части системы (НЧ₁) порядка k будут иметь вид

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a'_{11}x_1 + a'_{12}x_2 + \dots + a'_{1k}x_k + a'_1x'_{k+1} + b'_1e \\ &\vdots \\ \dot{x}_k &= a'_{k1}x_1 + a'_{k2}x_2 + \dots + a'_{kk}x_k + a'_kx'_{k+1} + b'_ke. \end{aligned} \tag{5.2.12}$$

Уравнения состояния для второй непрерывной части системы (НЧ₂) порядка m будут иметь вид

$$\begin{aligned} \dot{x}_{k+1} &= a''_{k+1}x'_k + a''_{11}x_{k+1} + a''_{21}x_{k+2} + \dots + a''_{k1}x_{k+m} + b'_{k+1}x'_k \\ &\vdots \\ \dot{x}_{k+m} &= a''_{k+m}x'_k + a''_{m1}x_{k+1} + a''_{m2}x_{k+2} + \dots + a''_{mm}x_{k+m} + b'_{k+m}x'_k. \end{aligned} \tag{5.2.13}$$

Тогда общая система уравнений переменных состояния преобразователя порядка $n = k + m$ с учетом (5.2.11) – (5.2.13) запишется так:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_k \\ \dot{x}_{k+1} \\ \vdots \\ \dot{x}_{k+m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a'_{11} & a'_{12} & \dots & a'_{1k} & & & & \\ a'_{21} & a'_{22} & \dots & a'_{2k} & & & & \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & & & \\ a'_{k1} & a'_{k2} & \dots & a'_{kk} & & & & \\ - & - & - & - & & & & \\ & & & a_{k+1}\psi_n & & & & \\ & & & \vdots & & & & \\ & & & a_{k+m}\psi_n & & & & \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a_1\psi_n & & & & & & & \\ a_2\psi_n & & & & & & & \\ & & & & & & & \\ & & & & & & & \\ & & & & & & & \\ a''_{11} & a''_{12} & \dots & a''_{1k} & & & & \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & & & \\ a''_{m1} & a''_{m2} & \dots & a''_{mm} & & & & \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_k \\ x_{k+1} \\ \vdots \\ x_{k+m} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b'_1e \\ b'_2e \\ \vdots \\ b'_ke \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \tag{5.2.14}$$

Из матричного уравнения (5.2.14) становится ясной методика получения результирующих матриц системы из матриц непрерывных подсистем НЧ₁ и НЧ₂. Переменные коэффициенты появляются в дополнительном справа столбце матрицы A' коэффициентов системы НЧ₁ и дополнительном столбце (слева) матрицы A'' коэффициентов системы НЧ₂. В свернутой форме подматриц уравнение (5.2.14) примет вид

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_k \\ \vdots \\ \dot{x}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A' & A_k\psi_n \\ A_m\psi_n & A'' \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Bu \\ 0 \end{pmatrix}. \tag{5.2.15}$$

Очевидно, что коэффициенты подматриц A_k и A_m определяются обратными величинами соответствующих коэффициентов у производных \dot{x}_k, \dot{x}_m до их нормирования (приведения к единице), т. е. индуктивностями L_k и емкостями C_k соответственно членов вида $L_k \frac{di_k}{dt}$ и $C_k \frac{du_k}{dt}$ уравнений состояния. В случае представления преобразователя не четырехполюсником, а шестиполусником (трехфазные системы на входе и выходе преобразователя), восьми-полусником (трехфазные системы с нулевым проводом на входе и выходе преобразователя) или в общем случае $2p$ -полусником матрицы A_k и A_m будут содержать число столбцов, равное числу вспомогательных переменных на входе и выходе преобразователя соответственно.

Подобным образом можно получить уравнения состояния преобразователя при наличии внутри него кроме вентилей еще и других элементов – RC-цепей, токоограничивающих или уравнивающих реакторов и т.п.

В общей форме уравнения состояния теперь приобретают вид

$$\dot{x} - A(t)x = B(t)u, \quad (5.2.16)$$

т. е. получена система дифференциальных уравнений с переменными периодическими разрывными коэффициентами системной матрицы $A(t)$ и $B(t)$.

В итоге заключаем, что алгебраизация системы дифференциальных уравнений (5.2.16) в общем виде затруднена, так как результат будет зависеть от характера изменения коэффициентов матрицы $A(t)$, т. е. типа преобразователя и вида его коммутационной функции, определяемой способом управления преобразователя. Применение рассмотренной процедуры алгебраизации к конкретным преобразовательным устройствам позволит получить замкнутые аналитические выражения для действующих значений первых гармоник переменных состояния, т. е. гладких составляющих электромагнитных процессов. Расчет же действующих значений суммарных высокочастотных составляющих процессов рассматривается в следующем разделе в развитие прямых методов расчета, изложенных в разд. 1.5 и 5.2.

5.3.* РАЗВИТИЕ ПРЯМЫХ МЕТОДОВ РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ПРОСТРАНСТВЕ СОСТОЯНИЙ

Дифференциальные уравнения пространства состояний, определяющие математические модели системы в форме ОВМВ, МВМВ, могут быть эффективно использованы и для построения двух новых версий метода АДУ – АДУПС1 для расчета действующих значений реакций системы при несинусоидальных воздействиях и АДУПС2 для расчета действующих значений высших гармоник реакций системы при несинусоидальных воздействиях. Эти методы будут альтернативными соответствующим методам АДУ1 и АДУ2, применяемым при математических моделях системы в форме ОВОВ, МВОВ (см. разд.1.5).

Процедуру алгебраизации дифференциальных уравнений в методе АДУПС1 рассмотрим, как и в предыдущем разделе, сначала на примере системы второго порядка, а затем обобщим на систему n -го порядка. Структура дифференциальных уравнений здесь подобна структуре уравнений (5.2.3):

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 - a_{11}x_1 - a_{12}x_2 &= b_1u_1, \\ \dot{x}_2 - a_{21}x_1 - a_{22}x_2 &= b_2u_2. \end{aligned} \quad (5.3.1)$$

Первым шагом преобразуем дифференциальные уравнения в интегральные путем однократного их интегрирования:

$$\begin{aligned} x_1 - a_{11}\bar{x}_1 - a_{12}\bar{x}_2 &= b_1\bar{u}_1, \\ x_2 - a_{21}\bar{x}_1 - a_{22}\bar{x}_2 &= b_2\bar{u}_2. \end{aligned} \quad (5.3.2)$$

Вторым шагом на пути алгебраизации преобразуем интегральные уравнения (5.3.2) в алгебраические возведением их в квадрат и усреднением за период воздействия, в итоге получаем

$$\begin{aligned} X_1^2 + a_{11}^2\bar{X}_1^2 + a_{12}^2\bar{X}_2^2 - 2a_{12}(x_1, \bar{x}_2) + 2a_{11}a_{12}(\bar{x}_1, \bar{x}_2) &= b_1^2\bar{U}_1^2, \\ X_2^2 + a_{21}^2\bar{X}_1^2 + a_{22}^2\bar{X}_2^2 - 2a_{21}(x_1, \bar{x}_2) + 2a_{21}a_{22}(\bar{x}_1, \bar{x}_2) &= b_2^2\bar{U}_2^2. \end{aligned} \quad (5.3.3)$$

Здесь использованы следующие обозначения для скалярных произведений:

$$\begin{aligned} (x_1, \bar{x}_2) &= \frac{1}{T} \int_0^T x_1 \bar{x}_2 dt, & (\bar{x}_1, x_2) &= \frac{1}{T} \int_0^T \bar{x}_1 x_2 dt, \\ (\bar{x}_1, \bar{x}_2) &= \frac{1}{T} \int_0^T \bar{x}_1 \bar{x}_2 dt, & (x_1, \bar{x}_1) &= (x_2, \bar{x}_2) = 0. \end{aligned} \quad (5.3.4)$$

Получим два алгебраических уравнения (5.3.3) и шесть неизвестных: $X_1, X_2, \bar{X}_1, \bar{X}_2, (\bar{x}_1, \bar{x}_2)$ и $(x_1, x_2) = -(\bar{x}_1, \bar{x}_2)$. Последнее равенство доказывается интегрированием скалярного произведения по частям.

Третьим шагом доопределяем полученную систему двух алгебраических уравнений четырьмя алгебраическими соотношениями для неизвестных, чтобы сделать систему уравнений совместной. В рамках первого уровня допущения метода АДУ $N = 1$ [21] по-прежнему считаем, что интегралы от мгновенных значений несинусоидальных периодических функций могут быть заменены их первыми гармониками, так как интегрирование ослабляет все k -е гармоники в k раз, т. е. операция интегрирования как бы приводит к фильтрации высших гармоник, в итоге имеем

$$\begin{aligned}\bar{x}_1 \approx \bar{x}_{1(1)} &= -\frac{\sqrt{2}}{\omega} X_{1(1)} \cos(\omega t - \varphi_{1(1)}), & \bar{X}_{1(1)} &\cong \frac{X_{1(1)}}{\omega}, \\ \bar{x}_2 \approx \bar{x}_{2(1)} &= -\frac{\sqrt{2}}{\omega} X_{2(1)} \cos(\omega t - \varphi_{2(1)}), & \bar{X}_{2(1)} &\cong \frac{X_{2(1)}}{\omega}.\end{aligned}\quad (5.3.5)$$

В результате вычисления (5.3.4) с учетом (5.3.5) получаем

$$\begin{aligned}(x_1, \bar{x}_2) &= -\frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2} X_{1(1)} \sin(\omega t - \varphi_{1(1)}) \sqrt{2} \frac{X_{2(1)}}{\omega} \cos(\omega t - \varphi_{2(1)}) dt = \\ &= -\frac{X_{1(1)} X_{2(1)}}{\omega} \cos(\varphi_{2(1)} - \varphi_{1(1)}), \\ (\bar{x}_1, \bar{x}_2) &= \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2} \frac{X_{1(1)}}{\omega} \cos(\omega t - \varphi_{1(1)}) \sqrt{2} \frac{X_{2(1)}}{\omega} \cos(\omega t - \varphi_{2(1)}) dt = \\ &= \frac{X_{1(1)} X_{2(1)}}{\omega^2} \cos(\varphi_{2(1)} - \varphi_{1(1)}).\end{aligned}\quad (5.3.6)$$

Четвертым шагом решаем систему алгебраических уравнений (5.3.3) с учетом дополнительных алгебраических соотношений (5.3.5) и (5.3.6), в итоге сразу из (5.3.3) получаем

$$X_1^2 = b_1^2 \bar{U}_1^2 - a_{11}^2 \frac{X_{1(1)}}{\omega^2} - \frac{a_{12}^2}{\omega^2} X_{2(1)}^2 -$$

$$\begin{aligned}
 & -2 \frac{\left[a_{12} + \frac{a_{11}a_{12}}{\omega} \right]}{\omega} X_{1(1)} X_{2(1)} \cos(\varphi_{2(1)} - \varphi_{1(1)}), \\
 & X_2^2 = b_2^2 \bar{U}_2^2 - \frac{a_{21}^2}{\omega^2} X_{1(1)}^2 - \frac{a_{22}^2}{\omega^2} X_{2(1)}^2 + \\
 & + 2 \frac{\left[a_{21} + \frac{a_{21}a_{22}}{\omega} \right]}{\omega} X_{1(1)} X_{2(1)} \cos(\varphi_{2(1)} - \varphi_{1(1)}).
 \end{aligned} \quad (5.3.7)$$

Амплитудные значения первых гармоник переменных рассчитываются по формулам (5.2.9).

В связи с некоторой громоздкостью формул (5.3.7) для действующих значений реакций при несинусоидальных воздействиях для математических моделей систем в форме ОВМВ, МВМВ рациональнее метода АДУПС1 оказывается метод АДУПС2, с помощью которого вычисляются действующие значения совокупности высших гармоник реакции. Тогда действующее значение всей несинусоидальной реакции системы находится очевидным образом с привлечением результатов расчета по первой гармонике

$$X_j = \sqrt{X_{j(1)}^2 + X_{jв.г}^2}. \quad (5.3.8)$$

Процедура алгебраизации дифференциальных уравнений методом АДУПС2 для совокупности высших гармоник реакции имеет некоторые особенности. Первым шагом, как и ранее, получим интегральные уравнения для совокупности высших гармоник переменных состояния из соответствующих дифференциальных уравнений для них, аналогичных системе (5.3.1):

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_{1в.г} - a_{11}x_{1в.г} - a_{12}x_{2в.г} &= b_1 u_{1в.г}, \\
 \dot{x}_{2в.г} - a_{21}x_{1в.г} - a_{22}x_{2в.г} &= b_2 u_{2в.г},
 \end{aligned} \quad (5.3.9)$$

что дает

$$\begin{aligned}
 x_{1в.г} - a_{11}\bar{x}_{1в.г} - a_{12}\bar{x}_{2в.г} &= b_1 \bar{u}_{1в.г}, \\
 x_{2в.г} - a_{21}\bar{x}_{1в.г} - a_{22}\bar{x}_{2в.г} &= b_2 \bar{u}_{2в.г}.
 \end{aligned} \quad (5.3.10)$$

Вторым шагом делаем совместной систему из двух интегральных уравнений (5.3.10) с четырьмя неизвестными переменными $x_{1в.г}$, $x_{2в.г}$, $\bar{x}_{1в.г}$, $\bar{x}_{2в.г}$ путем доопределения ее двумя дополнитель-

ными соотношениями, вытекающими из уравнений (5.3.5) в рамках первого уровня допущения метода АДУ, а именно

$$\bar{x}_{1в.г} \approx 0, \quad \bar{x}_{2в.г} \approx 0. \quad (5.3.11)$$

В результате интегральные уравнения (5.3.10) сводятся к простейшей совместной системе

$$x_{1в.г} = b_1 \bar{u}_{1в.г}, \quad x_{2в.г} = b_2 \bar{u}_{2в.г}. \quad (5.3.12)$$

Третьим шагом алгебраизируем интегральные уравнения (5.3.12) путем возведения их в квадрат и усреднения за период воздействия, что дает сразу решение для действующих значений совокупности высших гармоник реакции

$$\begin{aligned} X_{1в.г} &= b_1 \bar{U}_{1в.г} = \frac{b_1 U_{1(1)}}{\omega} \sqrt{1 + (\bar{K}_{r1})^2}, \\ X_{2в.г} &= b_2 \bar{U}_{2в.г} = \frac{b_2 U_{2(1)}}{\omega} \sqrt{1 + (\bar{K}_{r2})^2}. \end{aligned} \quad (5.3.13)$$

Здесь, как и прежде, $\bar{K}_{r1}, \bar{K}_{r2}$ – интегральные коэффициенты гармоник воздействия (несинусоидального источника напряжения или тока).

Элементарность выходных формул в методе АДУПС2 в рамках первого уровня допущения метода АДУ делает обоснованным получение общих выходных формул и для второго уровня допущения $N=2$ метода АДУ. Ниже приведена методика их вывода.

Первым шагом получим вторую систему интегральных уравнений для высших гармоник переменных путем однократного интегрирования первой системы интегральных уравнений (5.3.10):

$$\begin{aligned} \bar{x}_{1в.г} - a_{11} \bar{\bar{x}}_{1в.г} - a_{12} \bar{\bar{x}}_{2в.г} &= b_1 \bar{\bar{u}}_{1в.г}, \\ \bar{x}_{2в.г} - a_{21} \bar{\bar{x}}_{1в.г} - a_{22} \bar{\bar{x}}_{2в.г} &= b_2 \bar{\bar{u}}_{2в.г} \end{aligned} \quad (5.3.14)$$

и объединим ее с первой системой (5.3.10), что дает

$$\begin{aligned} x_{1в.г} - a_{11} \bar{x}_{1в.г} - a_{12} \bar{x}_{2в.г} &= b_1 \bar{u}_{1в.г}, \\ x_{2в.г} - a_{21} \bar{x}_{1в.г} - a_{22} \bar{x}_{2в.г} &= b_2 \bar{u}_{2в.г}, \\ \bar{x}_{1в.г} - a_{11} \bar{\bar{x}}_{1в.г} - a_{12} \bar{\bar{x}}_{2в.г} &= b_1 \bar{\bar{u}}_{1в.г}, \\ \bar{x}_{2в.г} - a_{21} \bar{\bar{x}}_{1в.г} - a_{22} \bar{\bar{x}}_{2в.г} &= b_2 \bar{\bar{u}}_{2в.г}. \end{aligned} \quad (5.3.15)$$

Получим систему из четырех уравнений с шестью неизвестными переменными $x_{1в.г}, x_{2в.г}, \bar{x}_{1в.г}, \bar{x}_{2в.г}, \bar{\bar{x}}_{1в.г}, \bar{\bar{x}}_{2в.г}$.

Вторым шагом делаем эту систему совместной путем доопределения ее двумя соотношениями, следующими из второго уровня допущений $N=2$ метода АДУ, что означает

$$\bar{\bar{x}}_{1в.г} \approx 0, \quad \bar{\bar{x}}_{2в.г} \approx 0. \quad (5.3.16)$$

Тогда система (5.3.15) упрощается до двух уравнений, независимых друг от друга:

$$\begin{aligned} x_{1в.г} &= b_1 \bar{u}_{1в.г} + a_{11} b_1 \bar{\bar{u}}_{1в.г} + a_{12} b_2 \bar{\bar{u}}_{2в.г}, \\ x_{2в.г} &= b_2 \bar{u}_{2в.г} + a_{21} b_1 \bar{\bar{u}}_{1в.г} + a_{22} b_2 \bar{\bar{u}}_{2в.г}. \end{aligned} \quad (5.3.17)$$

Третьим шагом алгебраизируем интегральные уравнения (5.3.17) путем возведения их в квадрат и усреднения, в результате получаем сразу решения для действующих значений совокупностей высших гармоник реакций в форме

$$\begin{aligned} X_{1в.г}^2 &= b_1^2 \bar{U}_{1в.г}^2 + a_{11}^2 b_1^2 \bar{\bar{U}}_{1в.г}^2 + a_{12}^2 b_2^2 \bar{\bar{U}}_{2в.г}^2 + \\ &+ 2a_{12} b_2 (\bar{u}_{1в.г}, \bar{\bar{u}}_{2в.г}) + 2a_{11} a_{12} b_1 b_2 (\bar{\bar{u}}_{1в.г}, \bar{\bar{u}}_{2в.г}), \\ X_{2в.г}^2 &= b_2^2 \bar{U}_{2в.г}^2 + a_{21}^2 b_1^2 \bar{\bar{U}}_{1в.г}^2 + a_{22}^2 b_2^2 \bar{\bar{U}}_{2в.г}^2 + \\ &+ 2a_{21} b_1 (\bar{\bar{u}}_{1в.г}, \bar{u}_{2в.г}) + 2a_{21} a_{22} b_1 b_2 (\bar{\bar{u}}_{1в.г}, \bar{\bar{u}}_{2в.г}). \end{aligned} \quad (5.3.18)$$

При втором уровне допущения в методе АДУПС2 необходимо знание не только интегральных коэффициентов гармоник воздействия первого и второго порядков $\bar{K}_{r1}, \bar{\bar{K}}_{r2}$, но и дополнительно перекрестного интегрального коэффициента гармоник воздействия здесь порядка 1-2, определяемого как

$$\bar{\bar{K}}_{r12}^{(1-2)} = \frac{\omega^3}{U_{1(1)} U_{2(1)}} (\bar{u}_{1в.г}, \bar{\bar{u}}_{2в.г}) = \frac{\omega^3}{U_{1(1)} U_{2(1)}} (\bar{\bar{u}}_{1в.г}, \bar{u}_{2в.г}). \quad (5.3.19)$$

При наличии в системе лишь одного источника воздействия (однофазные цепи) формулы (5.3.18) предельно упрощаются:

$$\begin{aligned} X_{1в.г}^2 &= \left(b_1 \frac{U_{1(1)}}{\omega} \bar{K}_{r1} \right)^2 + \left(a_{11} b_1 \frac{U_{1(1)}}{\omega^2} \bar{\bar{K}}_{r1} \right)^2, \\ X_{2в.г} &= a_{21} b_1 \frac{U_{1(1)}}{\omega^2} \bar{\bar{K}}_{r1}. \end{aligned} \quad (5.3.20)$$

Нетрудно убедиться, что в системе третьего порядка с одним источником воздействия формулы при втором уровне допущения для действующих значений высших гармоник переменных будут для переменных $X_{1в.г}$, $X_{2в.г}$ иметь тот же вид, а для третьей переменной запишем

$$X_{3в.г} = a_{13} b_1 \frac{U_{1(1)}}{\omega^2} \bar{K}_{r1}. \quad (5.3.21)$$

Отличие этого выражения от выражения для $X_{2в.г}$ только в замене коэффициента a_{21} на a_{31} , что позволяет обобщить результаты на систему любого порядка с одним источником (модель ОБМВ):

$$X_{nв.г}^2 = a_{n1} b_1 \frac{U_{1(1)}}{\omega^2} \bar{K}_{r1}, \quad (5.3.22)$$

где изменение n от 2 до n (порядка системы) дает формулы для соответствующих переменных, а формула для первой переменной ($X_{1в.г}$) остается неизменной, как в (5.3.20).

Таким образом, построен общий метод алгебраизации системы дифференциальных уравнений в форме пространства состояний, позволяющий получать замкнутые аналитические выражения (инженерные формулы) для расчета действующих значений несинусоидальных реакций в цепи с несинусоидальными воздействиями (метод АДУПС1) или только для расчета действующих значений суммарных высокочастотных составляющих несинусоидальных реакций (метод АДУПС2). Во втором случае расчетные соотношения значительно проще, что позволяет записать общую формулу решения для системы любого порядка.

В случае математической модели системы в форме дифференциальных уравнений пространства состояний с переменными коэффициентами вида (5.2.16) алгебраизация таких уравнений очень сильно усложняется из-за сингулярности теперь скалярных произведений типа (5.3.4) в связи с разрывными коэффициентами. Здесь необходимо дальнейшее развитие прямых методов, один из возможных подходов к этому на основе проекционного метода Галеркина намечен в [19].

5.4. ПРЯМЫЕ МЕТОДЫ РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ В ТРЕХФАЗНЫХ ЦЕПЯХ С ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Любая несимметрия или параметров элементов фаз многофазного преобразователя, или управления, или нагрузки приводит к несимметрии электромагнитных процессов в фазах как по первым гармоникам процессов, так и по их высокочастотным составляющим. Поэтому рассмотрим кратко процедуру алгебраизации дифференциальных уравнений при прямых методах расчета сначала при расчете по первой гармонике в рамках метода АДУ(1), а затем и по высшим – в рамках метода АДУ2.

Расчет по первой гармонике методом АДУ(1). Расчет несимметричных режимов в линейных многофазных цепях с синусоидальными источниками напряжений чаще всего выполняется методом симметричных составляющих. При этом сложная задача расчета разбивается на ряд (три) более простых задач расчета по отдельным составляющим (прямой, обратной и нулевой). При этом появляется возможность учесть различия параметров цепи для составляющих метода, необходимость чего возникает прежде всего при расчете цепей с вращающимися многофазными электрическими машинами. Общее решение находится по методу композиции решений от отдельных составляющих (принцип наложения).

Альтернативный метод решения той же задачи расчета несимметричной цепи с синусоидальными токами также можно построить на базе прямых методов анализа энергетических показателей электрических цепей. При этом не потребуются разложение многофазной системы питающих напряжений на симметричные составляющие и трехкратный расчет цепи для каждой составляющей в отдельности.

Для начала возьмем распространенный случай трехфазной четырехпроводной цепи, от которого нетрудно перейти и к случаю трехпроводной цепи: положив параметры нулевого провода бесконечно большими. Расчетная схема цепи показана на рис. 5.4.1 для случая активно-индуктивной несимметричной нагрузки и произвольной несимметрии трехфазной системы ЭДС (по амплитуде и фазе).

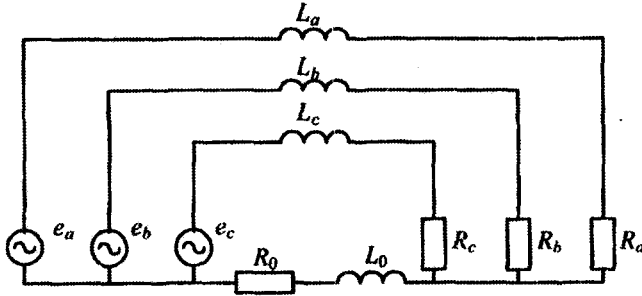


Рис. 5.4.1

Дифференциальные уравнения для этой цепи имеют вид

$$\begin{aligned} L_a \frac{di_{a(1)}}{dt} + R_a i_{a(1)} + L_0 \frac{di_{0(1)}}{dt} + R_0 i_{0(1)} &= e_{a(1)}, \\ L_b \frac{di_{b(1)}}{dt} + R_b i_{b(1)} + L_0 \frac{di_{0(1)}}{dt} + R_0 i_{0(1)} &= e_{b(1)}, \\ L_c \frac{di_{c(1)}}{dt} + R_c i_{c(1)} + L_0 \frac{di_{0(1)}}{dt} + R_0 i_{0(1)} &= e_{c(1)}, \\ i_{a(1)} + i_{b(1)} + i_{c(1)} &= i_{0(1)}. \end{aligned} \quad (5.4.1)$$

Исключая с помощью последнего равенства ток i_0 в дифференциальных уравнениях и переходя к матричной форме записи уравнений, получим

$$\begin{aligned} &\begin{vmatrix} L_a + L_0 & L_0 & L_0 \\ L_0 & L_b + L_0 & L_0 \\ L_0 & L_0 & L_c + L_0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \frac{di_{a(1)}}{dt} \\ \frac{di_{b(1)}}{dt} \\ \frac{di_{c(1)}}{dt} \end{vmatrix} + \\ &+ \begin{vmatrix} R_a + R_0 & R_0 & R_0 \\ R_0 & R_b + R_0 & R_0 \\ R_0 & R_0 & R_c + R_0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_{a(1)} \\ i_{b(1)} \\ i_{c(1)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} e_{a(1)} \\ e_{b(1)} \\ e_{c(1)} \end{vmatrix}. \end{aligned} \quad (5.4.2)$$

Используя для оператора дифференцирования обозначение $D = d/dt$, перепишем уравнения (5.4.2) в следующей форме:

$$\begin{vmatrix} p(L_a + L_0) + R_a + R_0 & pL_0 + R_0 & pL_0 + R_0 \\ pL_0 + R_0 & p(L_b + L_0) + R_b + R_0 & pL_0 + R_0 \\ pL_0 + R_0 & pL_0 + R_0 & p(L_c + L_0) + R_c + R_0 \end{vmatrix} \times \\ \times \begin{vmatrix} i_{a(1)} \\ i_{b(1)} \\ i_{c(1)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} e_{a(1)} \\ e_{b(1)} \\ e_{c(1)} \end{vmatrix}. \quad (5.4.3)$$

С целью применения процедуры метода алгебраизации дифференциальных уравнений (метода АДУ1) получим из (5.4.3) дифференциальные уравнения (здесь третьего порядка) для каждого из фазных токов i_a, i_b, i_c по формуле

$$\Delta(p) i_{km(1)} = \sum_{k=1}^n \Delta_{km}(p) e_{m(1)}, \quad m = a, b, c, \quad (5.4.4)$$

где $\Delta(p)$ - дифференциальный оператор, получаемый из определителя матрицы коэффициентов в (5.4.3):

$$\Delta(p) = \begin{vmatrix} p(L_a + L_0) + R_a + R_0 & pL_0 + R_0 & pL_0 + R_0 \\ pL_0 + R_0 & p(L_b + L_0) + R_b + R_0 & pL_0 + R_0 \\ pL_0 + R_0 & pL_0 + R_0 & p(L_c + L_0) + R_c + R_0 \end{vmatrix}, \quad (5.4.5)$$

а $\Delta_{km}(p)$ - дифференциальный оператор, определяемый алгебраическим дополнением, т.е. определителем $\Delta(p)$ с вычеркнутыми k -й строкой и m -м столбцом, умноженным на $(-1)^{k+m}$.

Полученное в результате решения по (5.4.4) дифференциальное уравнение для токов будет иметь вид

$$\begin{aligned} & a_{3m} p^3 i_{m(1)} + a_{2m} p^2 i_{m(1)} + a_{1m} p i_{m(1)} + a_{0m} i_{m(1)} = \\ & = b_{2a} p^2 e_{a(1)} + b_{1a} p e_{a(1)} + b_{0a} e_{a(1)} + b_{2b} p^2 e_{b(1)} + b_{1b} p e_{b(1)} + \\ & + b_{0b} e_{b(1)} + b_{2c} p^2 e_{c(1)} + b_{1c} p e_{c(1)} + b_{0c} e_{c(1)}. \end{aligned} \quad (5.4.6)$$

После трехкратного интегрирования дифференциальное уравнение (5.4.6) превращается в интегральное:

$$\begin{aligned} & a_{3m} \bar{i}_{m(1)} + a_{2m} \bar{i}_{m(1)}^{-(2)} + a_{1m} \bar{i}_{m(1)}^{-(2)} + a_{0m} \bar{i}_{m(1)}^{-(3)} = \\ & = b_{2a} \bar{e}_{a(1)} + b_{1a} \bar{e}_{a(1)}^{-(2)} + b_{0a} \bar{e}_{a(1)}^{-(3)} + b_{2b} \bar{e}_{b(1)} + \\ & + b_{1b} \bar{e}_{b(1)}^{-(2)} + b_{0b} \bar{e}_{b(1)}^{-(3)} + b_{2c} \bar{e}_{c(1)} + b_{1c} \bar{e}_{c(1)}^{-(2)} + b_{0c} \bar{e}_{c(1)}^{-(3)}. \end{aligned} \quad (5.4.7)$$

Коэффициенты $a_{3m}, a_{2m}, a_{1m}, a_{0m}$ выражаются через параметры электрической цепи $L_0, L_a, L_b, L_c, R_0, R_a, R_b, R_c$ после раскрытия определителя $\Delta(p)$ по (5.4.5), коэффициенты b_{2m}, b_{1m}, b_{0m} также выражаются через параметры электрической цепи после раскрытия определителя $\Delta_{km}(p)$.

После возведения уравнения (5.4.7) в квадрат и усреднения за период питающего напряжения получаем по формуле для решения в методе АДУ1 следующее выражение для расчета действующего значения синусоидального тока m -й фазы $I_{m(1)}$:

$$\begin{aligned} & I_{m(1)}^2 \left[a_{3m}^2 + \frac{a_{2m}^2 - 2a_{3m}a_{1m}}{\omega^2} + \frac{a_{1m}^2 - 2a_{2m}a_{0m}}{\omega^4} + \frac{a_{0m}^2}{\omega^6} \right] = \\ & = \sum_{m=a,b,c} \frac{b_{2m}^2}{\omega^2} E_{m(1)}^2 + \sum_{m=a,b,c} \frac{b_{1m}^2 - 2b_{2m}b_{0m}}{\omega^4} E_{m(1)}^2 + \sum_{m=a,b,c} \frac{b_{0m}^2}{\omega^6} E_{m(1)}^2 + \\ & + 2 \sum_{\substack{k_1, k_2=0,1,2 \\ m_1, m_2=a,b,c \\ m_1 \neq m_2}} b_{km_1} b_{km_2} \left(\bar{e}_{m_1(1)}^{-(3-k_1)}, \bar{e}_{m_2(1)}^{-(3-k_2)} \right). \end{aligned} \quad (5.4.8)$$

Здесь интегралы перекрестных произведений обозначены следующим образом:

$$\left(\bar{e}_{m_1(1)}^{-(3-k_1)}, \bar{e}_{m_2(1)}^{-(3-k_2)} \right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \bar{e}_{m_1(1)}^{-(3-k_1)} \bar{e}_{m_2(1)}^{-(3-k_2)} d\vartheta, \quad (5.4.9)$$

они легко вычисляются при синусоидальной форме напряжений источников питания.

Например, скалярное произведение вида (5.4.9) при несимметрии фазных напряжений $e_{a(1)}$ и $e_{b(1)}$ по амплитуде и отклонении

фазы напряжения e_b от симметричного сдвига в 120° на $\Delta\varphi_b$ будет иметь вид

$$\begin{aligned} (e_a, e_b) &= \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2} E_{a(1)} \sqrt{2} E_{b(1)} \sin \omega t \cdot \sin(\omega t - 120^\circ - \Delta\varphi_b) dt = \\ &= E_{a(1)} E_{b(1)} \cos(120^\circ - \Delta\varphi_b). \end{aligned} \quad (5.4.10)$$

Таким образом, выражение (5.4.8) дает решение для действующих значений токов фаз трехфазной несимметричной цепи без использования процедур разложения напряжений на симметричные составляющие. Правда, вместо этого для нахождения решения требуется вычисление интегралов перекрестных произведений из интегрированных напряжений фаз источников питания. Но здесь решение имеет замкнутое аналитическое выражение, что практически недоступно в методе симметричных составляющих, где громоздкость алгоритма получения не позволяет записать его в замкнутом виде.

Расчет по высшим гармоникам методом АДУ2. Процедура алгебраизации дифференциальных уравнений трехфазной цепи по высшим гармоникам, как было показано ранее в разд. 1.5, подобна вышерассмотренной процедуре алгебраизации дифференциальных уравнений по первой гармонике при замене индекса первой гармоники «(1)» у всех переменных в уравнениях (5.4.1) – (5.4.7) на индекс высших гармоник – «в.г». Тогда вместо уравнения (5.4.7) будем иметь следующее интегральное уравнение для высших гармоник переменных:

$$\begin{aligned} a_{3m} \bar{i}_{mв.г} + a_{2m} \bar{i}_{mв.г} + a_{1m} \bar{i}_{mв.г}^{(2)} + a_{0m} \bar{i}_{mв.г}^{(3)} = \\ = b_{2a} \bar{e}_{a.в.г} + b_{1a} \bar{e}_{a.в.г}^{(2)} + b_{0a} \bar{e}_{a.в.г}^{(3)} + b_{2b} \bar{e}_{b.в.г} + \\ + b_{1b} \bar{e}_{b.в.г}^{(2)} + b_{0b} \bar{e}_{b.в.г}^{(3)} + b_{2c} \bar{e}_{c.в.г} + b_{1c} \bar{e}_{c.в.г}^{(2)} + b_{0c} \bar{e}_{c.в.г}^{(3)}, \end{aligned} \quad (5.4.11)$$

$$m = a, b, c.$$

Его алгебраизация в рамках первого уровня допущения $N = 1$ метода АДУ приводит к следующему уравнению для действующего значения высших гармоник токов фаз:

$$I_{mв.г}^2 = \frac{1}{a_{3m}^2} \sum_{m=a,b,c} \frac{b_{2m}^2}{\omega^2} E_m^2 \bar{K}_r^2 + \sum_{m=a,b,c} \frac{b_{1m}^2 - 2b_{2m} b_{0m}}{\omega^4} E_m^2 (\bar{K}_r^{(2)})^2 +$$

$$+ \sum_{m=a,b,c} \frac{b_{0m}^2}{\omega^4} E_m^2 \left(\bar{K}_r^{(3)} \right)^2 + 2 \sum_{\substack{k_1, k_2=0,1,2 \\ m_1, m_2=a,b,c \\ m_1 \neq m_2}} b_{km_1} b_{km_2} \left(e^{-m_1(3-k_1)} e^{-m_2(3-k_2)} \right). \quad (5.4.12)$$

Здесь скалярные произведения в последней сумме определяют перекрестные интегральные коэффициенты гармоник порядка $m_1 m_2$ аналогично уравнению (5.4.9).

Таким образом, прямые методы позволяют получать аналитические выражения для энергетических показателей качества несинусоидальных, несимметричных электромагнитных процессов в многофазных электрических цепях. Правда, формулы при этом получаются уже достаточно сложными и требуют применения математического пакета Mathcad для расчета требуемых характеристик. Их использование представляется оправданным в тех случаях, когда требуется расчет большого числа характеристик по многим сотням режимов (точек характеристик). При этом использование для их получения прямого моделирования принципиальной схемы электрической цепи с вентильным преобразователем с помощью специализированных пакетов моделирования типа Pspice, Mspcr, Parus-Pargraph потребует очень больших затрат машинного времени. Расчет выхода схемы на установившийся режим в одной точке в сложных схемах занимает несколько секунд или даже минут.

5.5.** ТОЧНЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ НОРМ ПРЯМИМИ МЕТОДАМИ

Как будет показано ниже, в ряде электрических цепей прямыми методами можно получить точные решения для действующих значений несинусоидальных реакций (токов) при общем виде несинусоидального воздействия (напряжения). Это позволяет ввести в электротехнику понятие *модуля обобщенного сопротивления цепи при несинусоидальных процессах* и нацеливает на расширение поиска точных решений в более общих случаях.

5.5.1. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ RL (RC)-ЦЕПЬ

Подобной схемой замещения (рис. 5.5.1, а) обычно эквивалентируются нагрузки в узлах электрических сетей. К такой же схеме замещения может быть сведена схема замещения трансформатора с активной нагрузкой при пренебрежении индуктивностями рассеивания обмоток трансформатора.

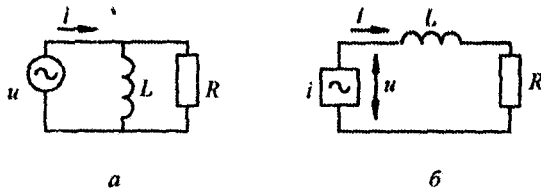


Рис. 5.5.1

Для расчета действующего значения тока источника воспользуемся прямыми методами АДУ1. Дифференциальное уравнение для тока

$$i = \frac{u}{R} + \frac{1}{L} \int u dt = \frac{u}{R} + \bar{u}. \quad (5.5.1)$$

Алгебраизация полученного уравнения по методу АДУ1 дает

$$\begin{aligned} I^2 &= \frac{U^2}{R^2} + \left(\frac{\bar{U}}{L}\right)^2 = U^2 \left\{ \frac{1}{R^2} + \frac{U_{(1)}^2 [1 + \bar{K}_r^2]}{U^2 \omega^2 L^2} \right\} = \\ &= U^2 \left\{ \frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{\omega L}\right)^2 \frac{1 + \bar{K}_r^2}{1 + K_r^2} \right\}. \end{aligned} \quad (5.5.2)$$

Из этого соотношения следует выражение для модуля обобщенного сопротивления параллельной RL -цепи при заданном напряжении на ней:

$$|Z_{RL}| = \frac{U}{I} = \sqrt{\left[\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{\omega L}\right)^2 \frac{1 + \bar{K}_r^2}{1 + K_r^2} \right]^{-1}}. \quad (5.5.3)$$

Аналогичные преобразования для параллельной RC -цепи дают выражение для модуля обобщенного сопротивления

$$|Z_{RC}| = \frac{U}{I} = \sqrt{\left[\frac{1}{R^2} + (\omega C)^2 \frac{1 + \bar{K}_r^2}{1 + K_r^2} \right]^{-1}}. \quad (5.5.4)$$

Полученные выражения для модулей обобщенного сопротивления в рассмотренных электрических цепях несинусоидального

напряжения отличаются от модулей комплексного сопротивления тех же цепей при синусоидальном напряжении наличием дополнительных множителей при реактивных сопротивлениях ветвей, учитывающих частотный спектр несинусоидального напряжения (\bar{K}_r, \hat{K}_r наряду с K_r).

5.5.2. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ RL (RC)-ЦЕПЬ

Подобной RL -схемой замещения (рис. 5.5.1, б), например, эквивалентуется питающая сеть для высших гармоник при расчете обратного влияния на сеть вентиляционного преобразователя, представленного по входу источником тока заданной формы. Дифференциальное уравнение для напряжения на входе цепи имеет вид

$$u = L \frac{di}{dt} + Ri. \quad (5.5.5)$$

Алгебраизация этого уравнения приводит к следующему выражению для действующего значения входного напряжения:

$$U^2 = L^2 \hat{I}^2 + R^2 I^2 = I^2 \left[R^2 + (\omega L)^2 \frac{1 + \hat{K}_{г.т}^2}{1 + K_{г.т}^2} \right]. \quad (5.5.6)$$

Из (5.5.6) получается формула для модуля обобщенного сопротивления последовательной RL -цепи

$$|Z_{R-L}| = \frac{U}{I} = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2 \frac{1 + \hat{K}_{г.т}^2}{1 + K_{г.т}^2}}. \quad (5.5.7)$$

Аналогичные преобразования для последовательной RC -цепи дают такое выражение для модуля обобщенного сопротивления

$$|Z_{R-C}| = \frac{U}{I} = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C} \right)^2 \frac{1 + \bar{K}_{г.т}^2}{1 + K_{г.т}^2}}. \quad (5.5.8)$$

В отличие от параллельной цепи с заданным напряжением в последовательной цепи с заданным током дополнительные множители при реактивных сопротивлениях в (5.5.7) и (5.5.8) учитывают взвешенный частотный спектр несинусоидального тока ($\hat{K}_{г.т}$, $\bar{K}_{г.т}$, наряду с коэффициентом гармоник тока $K_{г.т}$).

Характерно, что такой конструктивный атрибут линейных электрических цепей с синусоидальными напряжениями и токами, как модуль комплексного сопротивления, имеет аналогию в виде модуля обобщенного (комплексного) сопротивления и в рассмотренных цепях первого порядка с несинусоидальными напряжениями и токами.

Второй конструктивный атрибут электрических цепей с синусоидальными токами – векторные диаграммы, которые позволяют наглядно изобразить на плоскости качественные соотношения между векторами токов и напряжений в электрической цепи. Но в классической электротехнике векторное представление напряжений и токов в символическом методе расчета применимо только при их синусоидальной форме. Вместе с тем такой раздел современной математики, как функциональный анализ, позволяет представлять как векторы несинусоидальные периодические функции, вводя для них понятия нормы вектора и фазы вектора, скалярного и векторного произведений [51]. В общем случае норма функции и (рассматриваемой как вектор в бесконечномерном пространстве) определяется таким образом:

$$X = \left[\frac{1}{T} \int_0^T |x|^p dt \right]^{\frac{1}{p}}, \quad (5.5.9)$$

что при $p = 2$ дает среднеквадратичную норму, называемую в электротехнике действующим значением функции, при $p = 1$ – среднюю по модулю норму, а при $p = \infty$ – экстремальное значение функции (мажорантная норма).

Фазовый угол между двумя векторами (при $p = 2$), представляющими периодические функции x и y , определяется через их скалярное произведение (x, y) :

$$\cos \varphi = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T xy dt}{XY} = \frac{(x, y)}{XY}. \quad (5.5.10)$$

Тогда, например, для рассмотренной выше последовательной RL -цепи векторная диаграмма для норм напряжения U и тока I будет иметь такой же вид, как и в случае цепи с синусоидальными

формами напряжения и тока, но угол сдвига между векторами U и I теперь уже в соответствии с (5.5.10) будет находиться как

$$\cos \varphi = \frac{\frac{1}{T} \int u i dt}{UI} = \frac{P}{UI} = \frac{I^2 R}{UI} = \frac{I}{U} R = \frac{R}{|Z_{R-L}|}, \quad (5.5.11)$$

т.е. определится известной формулой *символического метода* с соответствующей заменой модуля комплексного сопротивления на модуль обобщенного комплексного сопротивления.

5.5.3. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ RLC-ЦЕПЬ

Подобной схемой замещения эквивалентуруется RL -нагрузка (рис. 5.5.2, а) в узле электрической цепи при наличии в нем еще и компенсирующих конденсаторов. Дифференциальное уравнение для тока сети имеет вид

$$i = \frac{u}{R} + \frac{1}{L} \int u dt + C \frac{du}{dt}. \quad (5.5.12)$$

После алгебраизации получается следующее соотношение для норм векторов:

$$I^2 = U^2 \left(\frac{1}{R^2} - 2 \frac{C}{L} \right) + \left(\frac{1}{\omega L} \right)^2 \bar{U}^2 + (\omega C)^2 \hat{U}^2. \quad (5.5.13)$$

После преобразований с учетом (5.5.2)–(5.5.4) получается

$$|Z_{RLC}| = \frac{U}{I} = \sqrt{\left[\left(\frac{1}{R^2} - 2 \frac{C}{L} \right) + \left(\frac{1}{\omega L} \right)^2 \frac{1 + \bar{K}_r^2}{1 + K_r^2} + (\omega C)^2 \frac{1 + \hat{K}_r^2}{1 + K_r^2} \right]^{-1}}. \quad (5.5.14)$$

Характерно, что теперь в модуле комплексного сопротивления имеется не только коррекция реактивных сопротивлений, как в цепи первого порядка, но и коррекция активной части полного сопротивления. Этот результат можно наглядно прояснить с помощью векторной диаграммы рассматриваемой цепи, приведенной на рис. 5.5.2, б.

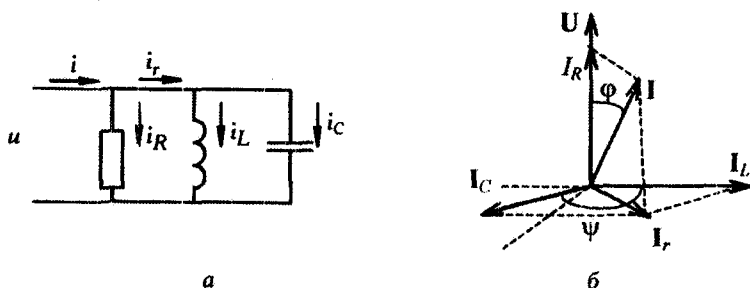


Рис. 5.5.2

Угол сдвига между векторами токов I_L и I_C не равен 180° , а определяется по (5.5.10) так:

$$\cos \varphi = \frac{(i_L, i_C)}{I_L I_C} = \frac{\left(\frac{1}{L} \bar{u}, C \frac{du}{dt} \right)}{\frac{1}{L} \bar{U} C \hat{U}} = -\frac{U^2}{\bar{U} \hat{U}} = -\frac{1 + K_r^2}{\sqrt{1 + K_r^2} \sqrt{1 + \hat{K}_r^2}}, \quad (5.5.15)$$

причем векторы токов I_L и I_C лежат в плоскости, перпендикулярной к вектору напряжения u , так как соответствующие скалярные произведения равны нулю:

$$(u, i_L) = 0, \quad (u, i_C) = 0.$$

Угол сдвига между векторами напряжения и тока на входе цепи вычисляется по формуле

$$\cos \varphi = \frac{(u, i)}{UI} = \frac{(u, i_R)}{UI} = \frac{U^2}{UIR} = \frac{Z_{RLC}}{R} = \frac{1}{\frac{R}{Z_{RLC}}}. \quad (5.5.16)$$

Таким образом, векторы токов и напряжений цепи с несинусоидальными энергопроцессами располагаются уже не на плоскости, а в пространстве, здесь — трехмерном [53]. Вопросы выбора различных базисов таких пространств подробно изучены в [33].

5.5.4. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ RLC-ЦЕПЬ

Дифференциальное уравнение для напряжения на входе такой цепи (рис. 5.5.3, а), питающейся от источника тока i , имеет вид

$$u = iR + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt. \quad (5.5.17)$$

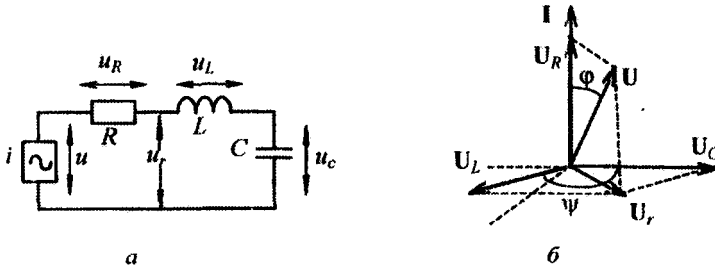


Рис. 5.5.3

Его алгебраизация дает следующее соотношение для норм векторов:

$$U^2 = I^2 \left(R^2 - 2 \frac{L}{C} \right) + L^2 \hat{I}^2 + \frac{1}{C^2} \bar{I}^2. \quad (5.5.18)$$

После преобразований для модуля обобщенного комплексного сопротивления $|Z_{R-L-C}|$ последовательной RLC -цепи получается выражение

$$|Z_{R-L-C}| = \frac{U}{I} = \sqrt{\left(R^2 - 2 \frac{L}{C} \right) + (\omega L)^2 \frac{1 + \hat{K}_{г.т}^2}{1 + K_{г.т}^2} + \left(\frac{1}{\omega C} \right)^2 \frac{1 + \bar{K}_{г.т}^2}{1 + K_{г.т}^2}}. \quad (5.5.19)$$

Векторная диаграмма для последовательной RLC -цепи показана на рис. 5.5.3, б. Векторы напряжений индуктивности U_L и емкости U_C лежат в плоскости, перпендикулярной к вектору входного тока I , угол между ними определяется из соотношения, аналогичного (5.5.15):

$$\cos \varphi = \frac{(u_L, u_C)}{U_L U_C} = \frac{\left(L \frac{di}{dt}, \frac{1}{C} i \right)}{U_L U_C} = \frac{I^2}{\hat{I} \bar{I}} = \frac{1 + K_{г.т}^2}{\sqrt{1 + \bar{K}_{г.т}^2} \sqrt{1 + \hat{K}_{г.т}^2}}. \quad (5.5.20)$$

Угол сдвига между векторами входного напряжения U и тока I

$$\cos \varphi = \frac{(u, i)}{UI} = \frac{(u_R, i)}{UI} = \frac{I^2 R}{UI} = \frac{R}{|Z_{R-L-C}|}. \quad (5.5.21)$$

Соотношения (5.5.20), как и (5.5.21), подобны аналогичным соотношениям для этих же цепей с синусоидальными токами и на-

пряжениями с учетом соответствующей коррекции модулей обобщенного комплексного сопротивления.

Из приведенных формул для модулей обобщенных сопротивлений типовых двухполюсников можно сделать одно конструктивное обобщение, развивая подходы, изложенные в [54, 55]. Введем четыре определения частоты реактивного сопротивления (названия пока условные):

– частоту индуктивного сопротивления при задании тока в соответствии с (5.5.7)

$$\omega_{LI} = \omega \sqrt{\frac{1 + (\hat{K}_{г.т})^2}{1 + K_{г.т}^2}}; \quad (5.5.22)$$

– частоту индуктивного сопротивления при задании напряжения в соответствии с (5.5.3)

$$\omega_{LU} = \omega \sqrt{\frac{1 + (K_{г.т})^2}{1 + \bar{K}_{г.т}^2}}; \quad (5.5.23)$$

– частоту емкостного сопротивления при задании тока в соответствии с (5.5.8)

$$\omega_{CI} = \omega \sqrt{\frac{1 + K_{г.т}^2}{1 + (\bar{K}_{г.т})^2}}; \quad (5.5.24)$$

– частоту емкостного сопротивления при задании напряжения в соответствии с (5.5.4)

$$\omega_{CU} = \omega \sqrt{\frac{1 + (\hat{K}_{г.т})^2}{1 + K_{г.т}^2}}. \quad (5.5.25)$$

Это позволит по аналогии с определением реактивного сопротивления на синусоидальном токе найти эквивалентное реактивное сопротивление и при несинусоидальном токе, т. е. для индуктивности ввести два реактанса

$$X_{LI} = \omega_{LI} L, \quad X_{LU} = \omega_{LU} L \quad (5.5.26)$$

и для емкости также два реактанса

$$X_{CI} = \frac{1}{\omega_{CI} C}, \quad X_{CU} = \frac{1}{\omega_{CU} C}. \quad (5.5.27)$$

5.5.5. ЦЕПИ N -ГО ПОРЯДКА

Точное значение нормы решения для системы n -го порядка можно получить, если дифференциальное уравнение для нее имеет следующий вид:

$$x = \sum_{m=0}^n a_m \frac{d^m y}{dt^m}, \quad (5.5.28)$$

где $x(y)$ – реакция (воздействие).

Уравнение (5.5.28) не может быть смоделировано электрической цепью с пассивными элементами, но может быть наглядно эквивалентировано структурной схемой автоматического управления.

Алгебраизация уравнения (5.5.28) приводит к следующему соотношению для норм:

$$X^2 = \sum_{m=0}^n a_{mk}^2 (\hat{Y}^{(m)})^2 = Y_2^2 \sum_{m=0}^n a_{mk}^2 \frac{1 + (\hat{K}_r^{(m)})^2}{1 + K_r^2}. \quad (5.5.29)$$

При этом a_{mk}^2 определяются через коэффициенты a_m по (5.1.12).

Из (5.5.29) для модуля коэффициента передачи системы по норме следует выражение

$$K = \frac{X}{Y} = \sqrt{\sum_{m=0}^n a_{mk}^2 \frac{1 + (\hat{K}_r^{(m)})^2}{1 + K_r^2}}. \quad (5.5.30)$$

Таким образом, наличие точных решений в методе АДУ1 вселяет определенную надежду на перспективу дальнейшего развития этого метода.

Остается нерешенным вопрос о прямом вычислении нормы реакции в более общем случае дифференциального уравнения цепи n -го порядка, когда уравнение в отличие от (5.5.28) содержит в левой части еще и производные реакции x . Решение этой задачи будет означать создание *обобщенного символического метода расчета* сразу по действующим значениям переменных для цепей с несинусоидальными формами напряжений и токов. Значение такого результата трудно переоценить.

5.6. ДИСКРЕТНЫЕ МОДЕЛИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Предельные возможности вентильных преобразователей по быстродействию и точности управления могут быть реализованы только при использовании для управления преобразователями их точных моделей с учетом дискретности работы преобразователя. В п. 5.6.1 рассмотрен подход к построению дискретной модели преобразователя на базе уравнений в конечных разностях, а в п. 5.6.2 — общий подход к построению модели вентиляльного преобразователя в режиме малых отклонений как модели импульсной системы в терминах z -преобразования.

5.6.1. СОСТАВЛЕНИЕ РАЗНОСТНЫХ УРАВНЕНИЙ И ИХ РЕШЕНИЕ ДЛЯ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Рассмотрение метода разностных уравнений начнем с применения этого метода к расчету переходного процесса на выходе выпрямителя, представленного простейшей идеализированной схемой замещения в виде источника ЭДС, нагруженного на последовательно включенные индуктивное сопротивление фильтра, активное сопротивление (потерь) и противоЭДС источника нагрузки.

Графики кривых выпрямленного напряжения и тока в m -фазной схеме вентиляльного преобразователя при фазовом регулировании приведены на рис. 5.6.1, а. На рис. 5.6.1, б изображены ординаты тока нагрузки в моменты смены состояний. Изменение этих ординат от состояния к состоянию и определяет закон изменения начальных условий для тока в каждом состоянии. Такая функция определенная для дискретных равноотстоящих моментов времени

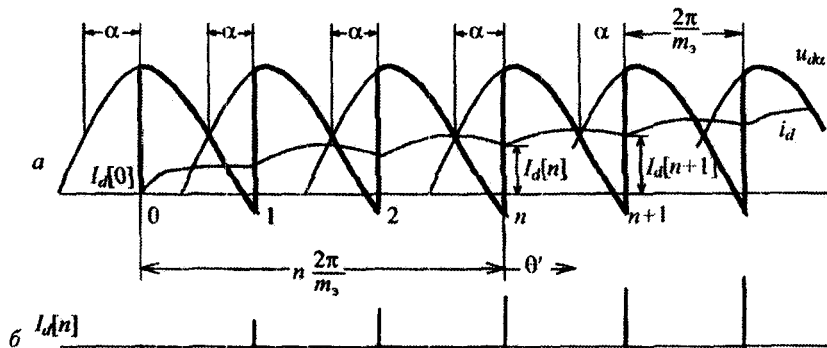


Рис. 5.6.1

$\left(\vartheta = n \frac{2\pi}{m}, \text{ где } n = 0, 1, 2, 3, \dots \right)$, называется решетчатой, а системы, в которых процессы могут быть представлены решетчатыми функциями, называются дискретными или импульсными [56].

Поведение таких систем в динамике описывается разностными уравнениями, во многом по свойствам аналогичными дифференциальным уравнениям, описывающим поведение непрерывных систем. Известны две формы записи разностных уравнений (уравнений в конечных разностях). Первая форма, аналогичная форме записи дифференциального уравнения l -го порядка, имеет вид

$$b_l \Delta^l y[n] + b_{l-1} \Delta^{l-1} y[n] + \dots + b_1 \Delta y[n] + b_0 y[n] = f[n], \quad (5.6.1)$$

где $\Delta y[n] = y[n+1] - y[n]$ – разность первого порядка; $\Delta^2 y[n] = \Delta y[n+1] - \Delta y[n] = y[n+2] - 2y[n+1] + y[n]$ – разность второго порядка и т.д., т.е. разности решетчатых функций аналогичны производным непрерывных функций; b_l, b_{l-1}, \dots, b_0 – коэффициенты; $f[n]$ – решетчатая функция воздействия.

Вторая форма записи разностного уравнения, которая получается из первой формы заменой всех разностей через решетчатые функции и которая часто оказывается удобней первой, имеет вид

$$a_l y[n+l] + a_{l-1} y[n+l-1] + \dots + a_1 y[n+1] + a_0 y[n] = f[n]. \quad (5.6.2)$$

Уравнение (5.6.2) можно рассматривать и как рекуррентное соотношение, позволяющее при заданных начальных условиях $y[0], y[1], y[2], \dots, y[l-1]$ (для разностного уравнения l -го порядка l начальных условий) последовательно находить $y[l], y[l+1], \dots, y[n+l]$. Такой прием часто используется при приближенном интегрировании дифференциального уравнения, когда оно заменяется разностным уравнением по второй форме, которое или решается, или используется как рекуррентное соотношение для последовательного расчета $I_d[1], I_d[2], \dots, I_d[n]$.

Приступим к составлению разностного уравнения, описывающего в нашем случае поведение решетчатой функции выпрямленного тока, определяющей начальные условия для него в каждом состоянии. Составим дифференциальное уравнение для выпрямленного тока на интервале существования n -го состояния, отстоя-

щего от начала отсчета общего времени, совпадающего с началом переходного процесса, на время $n\frac{2\pi}{m}$. «Частное» время внутри

n -го состояния обозначим через $\vartheta' = \vartheta - n\frac{2\pi}{m}$. Тогда, исходя из схемы замещения вентильного преобразователя в рассматриваемом состоянии, будем иметь ($R_{np} = 0$, ΔU_0 учтем в U_0)

$$X_d \frac{di_d}{d\vartheta'} + i_d R_d = \sqrt{2}U \cos\left(\vartheta' - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) - U_0. \quad (5.6.3)$$

Решение уравнения (5.6.3)

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U}{Z_d} \cos\left(\vartheta' - \frac{\pi}{m} + \alpha - \varphi_d\right) - \frac{U_0}{R_d} + A_1 e^{-\omega\tau_d}, \quad (5.6.4)$$

где

$$\omega\tau_d = \frac{X_d}{R_d}; \quad Z_d = \sqrt{R_d^2 + X_d^2}; \quad \varphi_d = \arctg \frac{X_d}{R_d}. \quad (5.6.5)$$

Постоянную интегрирования A_1 определяем из начальных условий для тока i_d в рассматриваемом состоянии:

$$i_d = I_d[n] \quad \text{при} \quad \vartheta' = 0. \quad (5.6.6)$$

Тогда

$$A_1 = I_d[n] - \frac{\sqrt{2}U}{Z_d} \cos\left(-\frac{\pi}{m} + \alpha - \varphi_d\right) + \frac{U_0}{R_d}, \quad (5.6.7)$$

и, подставляя (5.6.7) в (5.6.4), получим

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U}{Z_d} \cos\left(\vartheta' - \frac{\pi}{m} + \alpha - \varphi_d\right) - \frac{U_0}{R_d} + \left\{ I_d[n] + \frac{U_0}{R_d} - \frac{\sqrt{2}U}{Z_d} \cos\left(-\frac{\pi}{m} + \alpha - \varphi_d\right) \right\} e^{-\omega\tau_d}. \quad (5.6.8)$$

Если теперь в (5.6.8) подставить

$$i_d = I_d[n+1] \quad \text{при} \quad \vartheta' = \frac{2\pi}{m}, \quad (5.6.9)$$

т. е. значение тока в конце n -го состояния является начальным значением для тока в $n+1$ -м состоянии в силу непрерывности кривой тока, то (5.6.8) превратится в разностное уравнение, связывающее начальные условия в текущем и последующем состояниях:

$$I_d[n+1] = \frac{\sqrt{2}U}{Z_d} \cos\left(\frac{\pi}{m} + \alpha - \varphi_d\right) - \frac{U_0}{R_d} + \left\{ I_d[n] + \frac{U_0}{R_d} - \frac{\sqrt{2}U}{Z_d} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m} - \varphi_d\right) \right\} e^{-\frac{2\pi}{m\omega\tau_d}}. \quad (5.6.10)$$

Приведем разностное уравнение (5.6.10) к стандартной форме (5.6.2):

$$I_d[n+1] - e^{-\frac{2\pi}{m\omega\tau_d}} I_d[n] = \frac{\sqrt{2}U}{Z_d} \left[\cos\left(\frac{\pi}{m} + \alpha - \varphi_d\right) - \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m} - \varphi_d\right) e^{-\frac{2\pi}{m\omega\tau_d}} \right] - \frac{U_0}{R_d} \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{m\omega\tau_d}} \right). \quad (5.6.11)$$

Получили разностное уравнение первого порядка с постоянными коэффициентами и постоянной правой частью, которую обозначим через K_1 . Решение разностного уравнения может быть выполнено или классическим способом, или операторным методом при использовании введенного для уравнений с решетчатыми функциями дискретного преобразования Лапласа – D -преобразования [56]. В этом преобразовании изображения в оригиналы решетчатых функций связаны соотношениями

$$F^*(q) = D\{f[n]\} = \sum_{n=0}^{\infty} f[n]e^{-qn}, \quad (5.6.12)$$

$$f[n] = D^{-1}\{F^*(q)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\pi}^{c+j\pi} F^*(q)e^{qn} dq. \quad (5.6.13)$$

Определим D -изображения нескольких требующихся для решения разностного уравнения (5.6.11) решетчатых функций:

1) D -изображение константы K

$$D\{K\} = \sum_{n=0}^{\infty} K e^{-qn} = K \frac{1}{1 - e^{-q}} = K \frac{e^q}{e^q - 1} \quad (5.6.14)$$

с учетом того, что сумма образует бесконечно убывающую геометрическую прогрессию со знаменателем прогрессии e^{-q} [56];

2) D -изображение решетчатой экспоненты

$$D\{e^{-\theta n}\} = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-\theta n} e^{-qn} = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-(\theta+q)n} = \frac{1}{e^{-(\theta+q)} - 1} = \frac{e^q}{e^{-\theta} - e^q}; \quad (5.6.15)$$

3) D -изображение смещенной решетчатой функции

$$\begin{aligned} D\{I[n+1]\} &= \sum_{n=0}^{\infty} I[n+1] e^{-qn} = \sum_{m=1}^{\infty} I[m] e^{-q(m-1)} = \\ &= e^q \sum_{m=0}^{\infty} I[m] e^{-qm} - e^q I[0] = e^q [\{I[n]\} - I[0]]; \end{aligned} \quad (5.6.16)$$

4) D -изображение частичной суммы решетчатых функций, как показано в [56], равно

$$D\left\{\sum_{m=0}^n I[m]\right\} = \frac{I(q)}{e^q - 1}. \quad (5.6.17)$$

Заметим, что наряду с D -изображением решетчатых функций, определенных по (5.6.12), у нас и за рубежом получило распространение z - и z о б р а ж е н и е решетчатых функций [57], которое связано с D -изображением равенством

$$z = e^q.$$

Применяя D -преобразование к уравнению (5.6.11), получим

$$e^q \{I_d^*(q) - I_d[0]\} - e^{-\frac{2\pi}{m\omega\tau_d}} I_d^*(q) = K_1 \frac{e^q}{e^q - 1}, \quad (5.6.18)$$

где $I_d[0]$ — начальное значение для выпрямленного тока в момент начала переходного процесса (при включении вентильного преобразователя $I[0] = 0$, как изображено на рис. 5.6.1, а, в общем случае

$I[0] \neq 0$, например, при рассмотрении переходного процесса в работающем вентильном преобразователе от скачка α).

Решение для изображения тока из (5.6.18)

$$I_d^*(q) = K_1 \frac{e^q}{(e^q - 1) \left(e^q - e^{-\frac{2\pi}{\omega m \tau_d}} \right)} + I_d[0] \frac{e^q}{e^q - e^{-\frac{2\pi}{m \omega \tau_d}}}. \quad (5.6.19)$$

Переходя к оригиналам, с учетом (5.6.15) и (5.6.17) получим

$$\begin{aligned} I_d[n] &= K_1 \sum_{n=0}^n e^{-\frac{2\pi}{\omega m \tau_d} n} + I_d[0] e^{-\frac{2\pi}{m \omega \tau_d} n} = \\ &= \frac{K_1}{\frac{2\pi}{1 - e^{-\frac{2\pi}{\omega m \tau_d}}}} \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{\omega m \tau_d} n} \right) + I_d[0] e^{-\frac{2\pi}{m \omega \tau_d} n}. \end{aligned} \quad (5.6.20)$$

Первое слагаемое в (5.6.20), не зависящее от n , дает составляющую установившегося режима (принужденная составляющая), второе и третье слагаемые – свободные составляющие, затухающие с ростом n .

Иногда удобнее экспоненту затухания свободной составляющей выразить в таком виде:

$$e^{-\frac{2\pi}{m \omega \tau_d} n} = e^{-\frac{T}{m \tau_d} n} = e^{-\frac{n}{\bar{\tau}_d}}, \quad (5.6.21)$$

где $\bar{\tau}_d = \frac{\tau_d}{T_1} = \frac{\tau m}{T}$ – относительная постоянная времени, выраженная через период квантования T_1 процесса в схеме.

Тогда время установления принужденного режима определится через число интервалов квантования n , как обычно, в виде

$$n \geq (3 - 4) \bar{\tau}_d. \quad (5.6.22)$$

Отметим также, что выражение (5.6.20) дает миноранту кривой выпрямленного тока, уравнение этой огибающей минимумов в функции непрерывного времени можно получить, заменив в (5.6.20) n на ϑ/T_1 .

Как и при исследовании поведения непрерывных динамических систем, проводимых методами дифференциальных уравнений во временной области или методами передаточных функций в плос-

кости комплексного переменного, исследование дискретных систем также можно выполнить двояко: использовать разностные уравнения в области дискретного времени, как было сделано выше, или аппарат импульсных передаточных функций дискретных систем. Последняя определяется как отношение дискретного изображения выходной переменной к дискретному изображению входного воздействия. Здесь таким входом является угол регулирования α , который входит нелинейно (в аргумент косинуса) в уравнение для выходного тока (5.6.11). Поэтому необходима линеаризация этого уравнения для режима малых отклонений по управлению $\Delta\alpha$.

Если использовать дискретную модель выпрямителя для целей управления его выпрямленным током, то более подходящей моделью будет модель выпрямителя не по мгновенным значениям выпрямленного тока, а по его средним значениям на интервалах между коммутациями. Для этого необходимо проинтегрировать за время между n -й и $n+1$ -й коммутациями уравнение для мгновенного тока (5.6.8), что даст разностное уравнение, подобное (5.6.11), но с другой правой частью:

$$I_d[n+1] - I_d[n] e^{-\frac{2\pi}{m\omega\tau_d}} = K_2.$$

Затем необходимо линеаризовать полученное разностное уравнение относительно малого отклонения угла регулирования α , найти D -преобразование линеаризованного разностного уравнения. По нему определится импульсная передаточная функция выпрямителя по каналу ток – управление, которая будет иметь вид [58]

$$W^*(q) = \frac{\Delta I_d(q)}{\Delta\alpha(q)} = -2 \sin \frac{\pi}{m} \sin \frac{2\pi}{m} \frac{1 - e^{-\frac{2\pi}{m\omega\tau_d}}}{e^q - e^{-\frac{2\pi}{m\omega\tau_d}}} \alpha[0]. \quad (5.6.23)$$

Знание импульсной передаточной функции выпрямителя позволяет известными методами синтезировать регулятор тока, проверить устойчивость замкнутой системы и оценить качество переходных процессов по управлению [58]. В следующем разделе рассмотрим общий метод анализа устойчивости в малом широтно-импульсном регуляторе постоянного тока и приведен пример применения этого метода для системы второго порядка. Работа широтно-импульсного регулятора постоянного тока описана в гл. 7.

5.6.2.** МОДЕЛЬ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА КАК ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ

Для представления широтно-импульсного преобразователя моделью широтно-импульсной системы (ШИС) требуется формализация методики ее получения. Известна методика ее получения для случая односторонней широтно-импульсной модуляции [59]. Здесь сделано дальнейшее развитие метода за счет распространения его на случай двусторонней широтно-импульсной модуляции [60], причем получение уже двухканальной (два параллельных канала с импульсными элементами) расчетной импульсной модели осуществляется формализованно путем представления ШИС как релейной системы с использованием методики Я.З. Цыпкина [61]. Более общая постановка задачи требует формализации процедуры расчета, которая будет ориентирована на применение ЭВМ из-за трудоемкости анализа ШИС, представленных уравнениями выше второго порядка.

В целом решение поставленной задачи сводится к выполнению следующих формализованных этапов: а) получения импульсной модели для режима малых отклонений в ШИС, рассматриваемой как релейная система; б) составления характеристического уравнения с помощью z -преобразования для импульсной системы; в) выполнения анализа устойчивости машинным методом.

Получение импульсной модели. Обобщенная функциональная схема замкнутой ШИС изображена на рис. 5.6.2, а, а диаграммы, поясняющие ее работу, а также работу схем, полученных из нее (рис. 5.6.2, б, в), приведены на рис. 5.6.3. На рис. 5.6.2 приняты следующие обозначения: И – источник питания постоянного тока; ШИП – широтно-импульсный преобразователь; Н – нагрузка; Р – регулятор; $r(t)$ – сигнал задания.

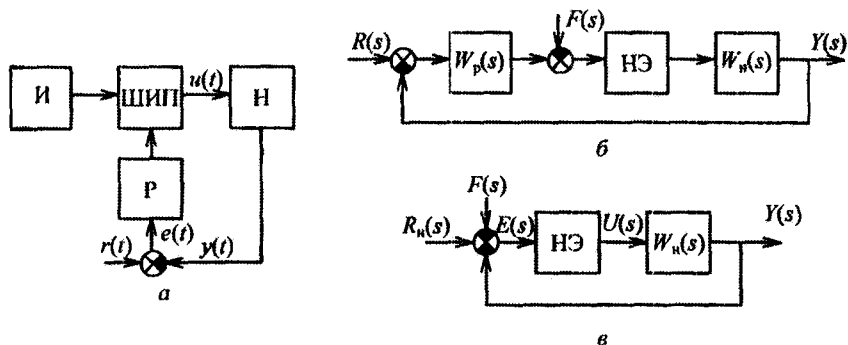


Рис. 5.6.2

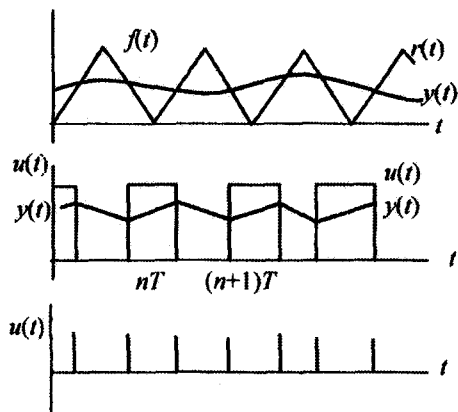


Рис. 5.6.3

Структурная схема такой системы автоматического регулирования показана на рис. 5.6.2, б, а после преобразований к стандартной форме эта схема изображена на рис. 5.6.2, в. Здесь $W_p(s)$, $W_n(s)$, $W_{п}(s)$ – соответственно передаточные функции регулятора, нагрузки, приведенной непрерывной части $W_{п}(s) = W_p(s)W_n(s)$. НЭ – нелинейный элемент релейного типа, моделирующий ШИП; $f(t)$ – опорный сигнал; $r_n(t)$ – приведенный сигнал задания. Характеристика нелинейного элемента НЭ зависит от схемы ШИП и вида широтно-импульсной модуляции. В случае нереверсивного ШИП и однополярной широтно-импульсной модуляции характеристика НЭ совпадает с характеристикой двухпозиционного не-симметричного релейного элемента без зоны нечувствительности.

В установившемся режиме на входе релейного элемента действует периодический сигнал

$$e(t) = r_n(t) - y(t) - f(t), \quad (5.6.24)$$

при этом на его выходе будет формироваться периодическая последовательность прямоугольных импульсов (одно- или двухполярных в зависимости от вида модуляции).

Рассмотрение устойчивости «в малом» такой системы сводится к исследованию малых отклонений от установившегося режима на выходе релейного элемента, которые записываются [61] в виде

$$\dot{u}(t) = \frac{k_p}{|e - (T)|} \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) + \frac{k_p}{|e - (\gamma T)|} \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - (k + \gamma)T), \quad (5.6.25)$$

где k_p – параметр релейного элемента (размах амплитуды импульсов); $\delta(t)$ – дельта-функция; kT , $(k + \gamma)T$ – моменты переключения релейного элемента ($k = 0, 1, 2, \dots$); $|\dot{e} - (T)|$, $|\dot{e} - (\gamma T)|$ – абсолютные значения пределов слева в моменты переключения производной сигнала, определяемого по (5.6.24).

В преобразовательной технике величина

$$F = \frac{1}{T} \frac{1}{|\dot{e}(t)|} = \frac{1}{T} \frac{1}{1 + \dot{y}(t)}$$

называется *фактором пульсаций* и вычисляется при постоянном входном задании и пилообразном опорном напряжении единичной амплитуды [59, 62, 63]. Фактор пульсаций определяет степень изменения коэффициента передачи системы управления преобразователем из-за непостоянства (пульсаций) сигнала ошибки. Он может быть получен из общего выражения в соответствии с (5.6.24):

$$F = \frac{1}{T} \frac{1}{|\dot{e}(t)|} = \frac{1}{|\dot{r}_n(t) - \dot{y}(t) - \dot{f}(t)|} \frac{1}{T}. \quad (5.6.26)$$

Уравнение (5.6.25) соответствует двухканальной импульсной системе (рис. 5.6.4, а) с импульсными элементами (ИЭ), имеющими период работы T и фазовый сдвиг γT .

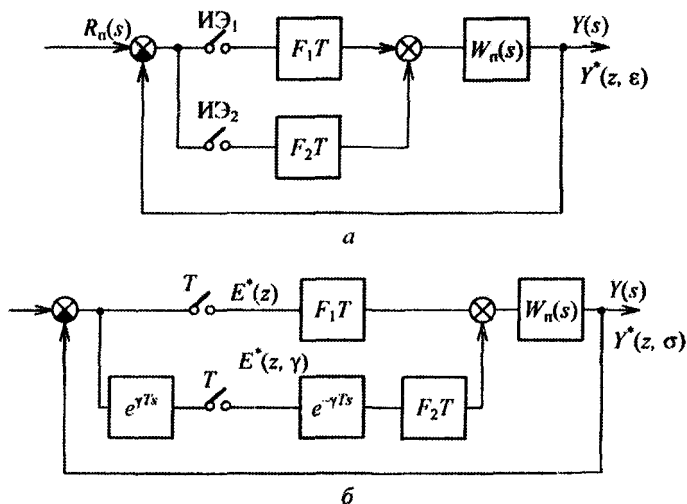


Рис. 5.6.4

Коэффициенты передачи по каналам равны

$$F_1 T = \frac{k_p}{|\dot{e} - (T)|}, \quad F_2 T = \frac{k_p}{|\dot{e} - (\gamma T)|}.$$

Таким образом, для получения формальным путем импульсной модели с целью анализа устойчивости системы релейный элемент заменяют параллельными цепями с синхронными импульсными элементами в каждой цепи, число которых равно числу регулируемых (во времени) переключений релейного элемента за период. Моменты срабатывания импульсных элементов совпадают с соответствующими моментами переключения релейного элемента, парциальные коэффициенты передачи каждой цепи определяются значениями обобщенного фактора пульсаций в моменты срабатывания импульсных элементов. Отметим, что релейный элемент может быть любого типа, в том числе может иметь и гистерезис. При этом величина гистерезиса не входит в импульсную модель, так как исследуется устойчивость колебаний заданной формы.

Для приведения импульсной системы к стандартной форме с синфазными и синхронными импульсными элементами в каждый канал введены звенья опережения и запаздывания [57], фазовый сдвиг которых определяется смещением момента срабатывания соответствующего импульсного элемента во времени. Окончательная схема импульсной системы для случая двусторонней однополярной широтно-импульсной модуляции приведена на рис 5.6.4, б.

Составление характеристического уравнения. Получим выражение коэффициента передачи каждого канала импульсной модели для передаточной функции линейной части вида

$$W(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \sum_{i=1}^n \frac{c_i}{s + p_i}, \quad c_i = \frac{P(-p_i)}{Q(-p_i)}, \quad p_i = \frac{1}{T_i}. \quad (5.6.27)$$

При единичной амплитуде пилообразного опорного сигнала и входных импульсов релейного элемента значения производных сигнала (5.6.24) в моменты переключения вычисляются по формулам

$$|\dot{e} - (T)| = \frac{2}{T} + \sum_{i=1}^n \frac{c_i (e^{\gamma T p_i} - 1)}{1 - e^{-T p_i}} e^{-T p_i}, \quad (5.6.28)$$

$$|\dot{e} - (\gamma T)| = \frac{2}{T} + \sum_{i=1}^n \frac{c_i (e^{-\gamma T p_i} - e^{-T p_i})}{1 - e^{-T p_i}}. \quad (5.6.29)$$

Для упрощения записи используем обозначения

$$F_1 T = \frac{1}{|e - (T)|}, \quad F_2 T = \frac{1}{|e - (\gamma T)|}.$$

Характеристическое уравнение замкнутой системы имеет вид [64]

$$\begin{vmatrix} 1 + F_1 T Z\{W(s)\} & F_2 T Z\{e^{-\gamma T s} W(s)\} \\ F_1 T Z\{e^{\gamma T s} W(s)\} & 1 + F_2 T Z\{W(s)\} \end{vmatrix} = 0, \quad (5.6.30)$$

где

$$Z\left\{\sum_{i=1}^n \frac{c_i}{s + p_i}\right\} = \sum_{i=1}^n \frac{c_i d_i}{z - d_i}; \quad Z\left\{e^{\gamma T s} \sum_{i=1}^n \frac{c_i}{s + p_i}\right\} = \sum_{i=1}^n \frac{c_i d_i^\gamma}{z - d_i};$$

$$Z\left\{e^{-\gamma T s} \sum_{i=1}^n \frac{c_i}{s + p_i}\right\} = \sum_{i=1}^n \frac{c_i d_i^{1-\gamma}}{z - d_i}; \quad d_i = e^{-T p_i}.$$

После преобразования выражения (5.6.30) получим

$$1 + (F_1 + F_2) T \sum_{i=1}^n \frac{c_i d_i}{z - d_i} + F_1 F_2 T^2 \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{z - d_i} = 0 \quad (5.6.31)$$

или

$$\prod_{i=1}^n (z - d_i) + (F_1 + F_2) T \sum_{i=1}^n c_i d_i \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n (z - d_j) +$$

$$+ F_1 F_2 T^2 \sum_{i=1}^n A_i \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n (z - d_j) = 0, \quad (5.6.32)$$

где

$$A_i = -c_i^2 d_i + 2c_i d_i \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \frac{c_j d_j}{d_i - d_j} - c_i d_i^{1+\gamma} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \frac{c_j d_j^{1-\gamma}}{d_i - d_j} - c_i d_i^{2-\gamma} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \frac{c_j d_j^\gamma}{d_i - d_j}.$$

Уравнение (5.6.32) приводится к обычной форме по убывающим степеням. Для возможности применения критерия Рауса, удобного

при машинном анализе, применим билинейное преобразование. Сделаем подстановку в уравнение (5.6.32):

$$z = \frac{1 + \omega}{1 - \omega}. \quad (5.6.33)$$

После простых преобразований получаем

$$\begin{aligned} & \prod_{i=1}^n \left(\omega + \frac{1-d_i}{1+d_i} \right) + (F_1 + F_2)T \sum_{i=1}^n \frac{c_i d_i}{1+d_i} (1-\omega) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \left(\omega + \frac{1-d_j}{1+d_j} \right) + \\ & + F_1 F_2 T^2 \sum_{i=1}^n \frac{A_i (1-\omega)}{1+d_i} \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \left(\omega + \frac{1-d_j}{1+d_j} \right) = 0. \end{aligned} \quad (5.6.34)$$

Для упрощения записи обозначим

$$l_i = \frac{d_i - 1}{d_i + 1}. \quad (5.6.35)$$

Представим характеристическое уравнение в следующей форме:

$$B_0 \omega^n + B_1 \omega^{n-1} + \dots + B_n = 0, \quad (5.6.36)$$

где

$$\begin{aligned} B_0 &= 1 - (F_1 + F_2)T \sum_{i=1}^n \frac{c_i d_i}{1+d_i} - F_1 F_2 T^2 \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{1+d_i}; \\ B_1 &= b_1 + (F_1 + F_2)T \sum_{i=1}^n \frac{c_i d_i}{1+d_i} (1-b_1^i) + F_1 F_2 T^2 \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{1+d_i} (1-b_1^i); \\ B_k &= b_k + (F_1 + F_2)T \sum_{i=1}^n \frac{c_i d_i}{1+d_i} (b_{k-1}^i - b_k^i) + F_1 F_2 T^2 \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{1+d_i} (b_{k-1}^i - b_k^i); \\ B_n &= b_n + (F_1 + F_2)T \sum_{i=1}^n \frac{c_i d_i}{1+d_i} b_{n-1}^i + F_1 F_2 T^2 \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{1+d_i} b_{n-1}^i; \end{aligned}$$

(b_k, b_k^i выражаются через элементарные симметричные функции)

$$\prod_{i=1}^n (\omega - l_i) = \omega^n + b_1 \omega^{n-1} + \dots + b_n;$$

$$b_k = \frac{(-1)^k}{k} \cdot \begin{vmatrix} s_1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ s_2 & s_1 & 2 & \dots & 0 \\ s_3 & s_2 & s_1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ s_k & s_{k-1} & \dots & \dots & s_1 \end{vmatrix}, \quad k = 1, \dots, n;$$

$$s_1 = \sum_{i=1}^n l_i; \quad s_1 = \sum_{i=1}^n l_i^2; \quad s_1 = \sum_{i=1}^n l_i^3; \quad \dots;$$

i означает, что множитель $(\omega - l_i)$ в произведении отсутствует.

Таким же образом находится характеристическое уравнение для анализа устойчивости ШИС с интегральным регулятором. В установившемся режиме величина постоянного входного сигнала связана с длительностью импульсов формулой

$$r = \frac{P(0)}{Q(0)} \gamma. \quad (5.6.37)$$

Значения производных сигнала на входе релейного элемента в моменты переключения определяются по выражениям

$$\left| \dot{x} - (T) \right| = \frac{2}{T} + \left[\gamma - \sum_{i=1}^n \frac{c_i}{p_i T_0} \frac{e^{-(1-\gamma)T p_i} - e^{-T p_i}}{1 - e^{-T p_i}} \right], \quad (5.6.38)$$

$$\left| \dot{x} - (\gamma T) \right| = \frac{2}{T} + \left[\sum_{i=1}^n \frac{c_i}{p_i T_0} \frac{e^{\gamma T p_i} - 1}{1 - e^{-T p_i}} - \gamma \right]. \quad (5.6.39)$$

Приведенная передаточная функция линейной части имеет вид

$$W_n(s) = \frac{P(s)}{Q(s)T_0(s)} = \frac{c'_0}{s} + \sum_{i=1}^n \frac{c'_i}{s + p_i} = \sum_{i=1}^n \frac{c'_i}{s + p_i}, \quad (5.6.40)$$

где

$$c'_0 = \frac{P(0)}{T_0 Q(0)}; \quad c'_i = -\frac{c_i}{T_0 p_i}.$$

Дальнейшие преобразования для получения характеристического уравнения не отличаются от проделанных в (5.6.30) – (5.6.36). Характеристическое уравнение для ШИС с односторонней модуляцией получается из общих выражений, если при модуляции переднего фронта положить $F_2 = 0$, а при модуляции заднего фронта – $F_1 = 0$. При этом получаются одинаковые выражения характеристического уравнения, если при модуляции переднего фронта γ соответствующее значение модуляции заднего фронта $1 - \gamma$.

Анализ устойчивости (пример расчета). По полученному характеристическому уравнению ШИС можно построить границы устойчивости в плоскости варьируемых параметров, используя имеющееся программное обеспечение [64] с той только разницей, что для выхода на границу устойчивости с целью снижения машинного времени использовать не сканирование по строкам таблицы параметров, а обход ее по периметру. В случае непрерывной части первого или второго порядков условия устойчивости получаются в аналитической форме, что иллюстрирует приведенный ниже пример.

Получим условия устойчивости для ШИС с непрерывной частью второго порядка:

$$W(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}.$$

Коэффициенты F_1 и F_2 определяются из формул (5.6.28) и (5.6.29):

$$F_1 = \left[2 + \frac{KT}{T_1 - T_2} \left(\frac{d_1^\gamma - d_1}{1 - d_1} - \frac{d_2^\gamma - d_2}{1 - d_2} \right) \right]^{-1},$$

$$F_2 = \left[2 + \frac{KT}{T_1 - T_2} \left(\frac{d_1^{1-\gamma} - d_1}{1 - d_1} - \frac{d_2^{1-\gamma} - d_2}{1 - d_2} \right) \right]^{-1}, \quad d_1 = e^{-\frac{T_1}{T}}, \quad d_2 = e^{-\frac{T_2}{T}}.$$

Характеристическое уравнение импульсной модели имеет вид

$$1 + (F_1 + F_2) \frac{KT(d_1 - d_2)z}{(T_1 - T_2)(z - d_1)(z - d_2)} - \frac{KT^2(d_1 - d_1^{1-\gamma}d_2^\gamma - d_1^\gamma d_2^{1-\gamma} + d_2)z}{(T_1 - T_2)^2(z - d_1)(z - d_2)} F_1 F_2 = 0.$$

Выполним билинейное преобразование по (5.6.33). Характеристическое уравнение примет вид

$$A\omega^2 + B\omega + C = 0,$$

где

$$A = (1 + d_1)(1 + d_2) - (F_1 + F_2) \frac{KT(d_1 - d_2)}{(T_1 - T_2)} +$$

$$+ \frac{K^2 T^2}{(T_1 - T_2)^2} (d_1 - d_1^{1-\gamma} d_2^\gamma - d_1^\gamma d_2^{1-\gamma} + d_2) F_1 F_2;$$

$$B = 2(1 - d_1 d_2);$$

$$C = (1 - d_1)(1 - d_2) + (F_1 + F_2) \frac{KT(d_1 - d_2)}{(T_1 - T_2)} -$$

$$- \frac{K^2 T^2 F_1 F_2}{(T_1 - T_2)^2} (d_1 - d_1^{1-\gamma} d_2^\gamma - d_1^\gamma d_2^{1-\gamma} + d_2).$$

Для уравнения второго порядка условие устойчивости требует, чтобы коэффициенты были больше нуля. Граничный коэффициент усиления определится из квадратного уравнения $A = 0$ при заданных параметрах $T_1/T, T_2/T, \gamma$.

Условия $B > 0$ и $C > 0$ выполняются при всех допустимых параметрах.

Графики для ряда значений постоянных времени показаны на рис. 5.6.5.

Во многих важных для практики случаях пульсации выходной координаты ШИС малы по сравнению с гладкой составляющей, ими с целью упрощения расчета можно в первом приближении пренебречь. Во всех полученных выражениях значения фактора пульсаций полагаются равными $1/2 (F_1 = F_2 = 1/2)$. Для рассматриваемого примера соот-

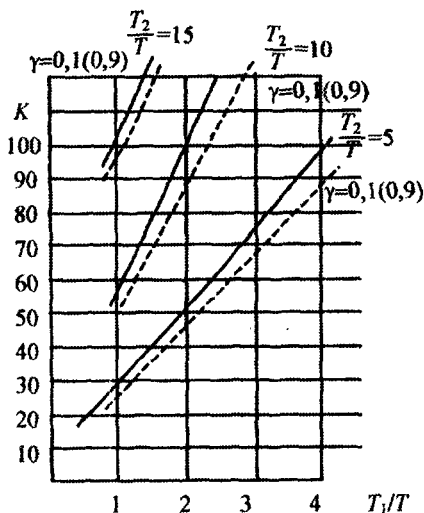


Рис. 5.6.5

ветствующие приближенные границы устойчивости изображены штриховыми линиями.

Таким образом, во-первых, на основании представления широтно-импульсной системы релейной системой формализована процедура получения импульсной модели ШИС, необходимой для исследования устойчивости «в малом» при любом законе широтно-импульсной модуляции и непрерывной части произвольного порядка с простыми полюсами. Обобщено выражение для фактора пульсаций вентильного преобразователя. Во-вторых, получено общее выражение для характеристического уравнения замкнутой импульсной системы через ее параметры, которое путем билинейного преобразования приведено к форме, удобной для численных расчетов на ЭВМ границ устойчивости по стандартной методике. Для системы второго порядка границы получены в аналитической форме. Предложен способ упрощенного определения границ устойчивости за счет пренебрежения пульсациями выходной координаты ШИС.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие методы расчета энергетических показателей называются прямыми?
2. Что устанавливает производящее соотношение?
3. Как строится решение для нормы в методе АДУ1 для второго уровня приближения N ?
4. Какими методами можно получить замкнутые выражения для интегральных коэффициентов гармоник $\bar{K}_r^{(q)}$?
5. Что означают последние две буквы в аббревиатуре названия метода АДУПС?
6. В чем состоят преимущества метода АДУПС по сравнению с методом АДУ?
7. При какой форме дифференциальных уравнений возможны точные решения в методах АДУ и АДУПС?
8. В чем достоинства расчета по методу АДУПС(1) по сравнению с символическим методом?
9. Какие уравнения называются разностными?
10. Что называется фактором пульсаций в силовой электронике?

УПРАЖНЕНИЯ

1. Построить решение для второго уровня приближения метода АДУ в цепи второго порядка.
2. Определить погрешность первого уровня приближения метода АДУ в последовательной RL -цепи при типовом напряжении воздействия.
3. Построить решение второго уровня приближения методом АДУПС1 для цепи второго порядка.
4. Определить влияние несимметрии трехфазного напряжения на степень несимметрии токов трехфазной симметричной нагрузки первого порядка.
5. Определить влияние несимметрии трехфазной нагрузки первого порядка на несимметрию токов источника питания симметричного трехфазного напряжения.
6. Найти методом АДУПС(1) выражения сопротивлений влияния напряжения источника питания на токи переменных состояния в системе второго порядка.
7. Вывести разностное уравнение для тока идеального выпрямителя с нулевым вентилем при работе на RL -нагрузку.
8. Вывести разностное уравнение по средним значениям выпрямленного тока идеального выпрямителя.
9. Линеаризовать разностное уравнение, полученное в упражнении 8, относительно угла регулирования α .
10. Построить модель импульсной системы по линеаризованному уравнению (см. упражнение 9).



Глава 6

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Закон не должен быть пужало из тряпицы,
На кои, наконец, уже садятся птицы.

Там буйную вольность законы теснят.

А. С. Пушкин

Настоящая глава посвящена проблеме электромагнитной совместимости по отношению к устройствам силовой электроники и является новой для учебной литературы по этой теме. После определения содержания проблемы в целом (разд. 6.1) рассмотрена проблема качества электроэнергии в сетях общего пользования и в автономных системах электроснабжения (разд. 6.2 и 6.5), проблема помехоустойчивости (разд. 6.3) и помехозащиты (разд. 6.4) устройств силовой электроники. Материал базируется на аналитическом обзоре нормативной литературы и наших научно-технических предложениях для дополнений в нормативные документы. В шестом разделе дан обзор проблем теории мощности в цепях с несинусоидальными формами напряжений и токов, актуальными для силовой электроники, но не получившими должного развития в учебниках по теоретической электротехнике.

6.1. СОДЕРЖАНИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Проблемы электромагнитной совместимости вентиляльных преобразователей с техносферой и биосферой являются составными частями актуальных экологических проблем, так как обусловлены электромагнитными «загрязнениями» среды. Первоначально проблема электромагнитной совместимости возникла в радиотехнике

как проблема «засорения» эфира. Там электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств определяется способностью этих средств одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации при воздействии непреднамеренных радиопомех и не создавать недопустимых радиопомех другим средствам. Таким образом, здесь на первом месте информационный аспект электромагнитной совместимости полезного сигнала и радиопомехи (шума) – сосуществование их без потерь или искажения информации, содержащейся в радиосигнале, и связан он в основном с проблемой индуцированных (наведенных) помех от электромагнитного поля.

Очевидны два пути распространения электромагнитных помех: *индуктивный* (через излучение электромагнитного поля) и *кондуктивный* (по проводам), хотя они взаимосвязаны и можно говорить только о доминировании того или иного явления в работе энергетических или информационных устройств.

Позднее эта проблема стала актуальной и для электроэнергетики как проблема «засорения» электрических сетей при кондуктивном сопряжении с ними (по проводам) получивших широкое распространение вентильных преобразователей и других нелинейных нагрузок, являющихся источниками высших гармоник и *субгармоник* тока, т.е. гармоник с частотой, ниже частоты напряжения питающей сети.

Хотя в словосочетании «электромагнитная совместимость» каждое слово в отдельности понимается обычно правильно, смысл словосочетания не всегда представляется ясно, хотя оно подобно по сути словосочетанию «человеческая совместимость в любом коллективе с ограниченными ресурсами». Под *электромагнитной совместимостью электротехнического оборудования* понимается его способность нормально функционировать при наличии непреднамеренных кондуктивных (из питающей сети) и индуктивных (из окружающей среды) электромагнитных помех и при этом не создавать недопустимых помех для питающей сети и окружающей среды. Отсюда видны три вида проблем электромагнитной совместимости (ЭМС):

- во-первых, качество электрической энергии питающей сети и обратное влияние вентильных преобразователей на сеть [44, 65];
- во-вторых, резистентность (помехоустойчивость) прежде всего управляющей части вентильных преобразователей к кондуктивным и индуцированным электромагнитным помехам из окружающей среды или, в общем, проблема помехоустойчивости;
- в-третьих, эмиссия вентильными преобразователями электромагнитных помех в окружающую среду.

Содержание проблемы электромагнитной совместимости иллюстрирует рис. 6.1.1. Первая ее составляющая – проблема качества электрической энергии – условно разделяется на три подпроблемы:

- определение набора показателей качества электрической энергии и установление для них обоснованных норм (числовых значений), позволяющих рассчитывать ущерб от некачественного электроснабжения;

- определение способов учета негативного обратного влияния токов потребителей, особенно нестационарных и нелинейных, на качество напряжения в питающей сети;

- определение путей выявления потребителей, оказывающих недопустимое обратное влияние на качество напряжения в сети.

Вторая составляющая проблемы ЭМС – проблема *помехоустойчивости* электронных систем управления вентильными преобразователями как составная часть общей проблемы помехоустойчивости электротехнических, электронных и радиоэлектронных систем, разделяется на проблему *кондуктивной помехоустойчивости* и проблему *индуктивной помехоустойчивости* в зависимости от места появления помехи: в сети или в пространстве. Кондуктивные помехи, в свою очередь, разделяют на следующие виды, по каждому из которых вводятся свои нормы и проводится тестирование оборудования на устойчивость:

- наносекундные импульсные помехи [66];
- микросекундные импульсные помехи большой энергии [67];
- динамические изменения напряжения электропитания (провалы, прерывания, выбросы) [68];

- колебательные затухающие помехи (одиночные и повторяющиеся) [69];

- кондуктивные помехи, наведенные радиочастотным электромагнитным полем [70];

- контактные электростатические разряды (условно) [71].

Индуктивные помехи разделяют также на отдельные виды, по которым проводятся испытания технических систем на помехоустойчивость:

- воздушные электростатические разряды (условно) [71];

- радиочастотное электромагнитное поле [72];

- магнитное поле промышленной частоты [73];

- импульсное магнитное поле [74].

На каждый вид электромагнитных помех имеется свой государственный стандарт (ссылки на них приведены выше). Кроме

того, имеются еще стандарты на отдельные виды технических систем, которые должны подвергаться испытаниям на помехоустойчивость по указанному в них набору кондуктивных и индуктивных помех с нормами, может быть, несколько отличающимися от норм стандартов на конкретные виды электромагнитных помех. Существуют имеющие отношение к силовой электронике стандарты на устойчивость технических систем:

- технических средств, применяемых в промышленных зонах [75];
- технических средств, применяемых в жилых, коммерческих зонах и производственных зонах с малым энергопотреблением [76];
- оборудования информационных технологий [77];
- светового оборудования [78];
- электрического оборудования для измерения, управления и лабораторного применения [79];
- систем электрического привода с регулируемой скоростью вращения [80].

Параллельно с проблемой индуктивной устойчивости технических систем здесь уместно рассмотреть и предельно допустимые уровни воздействий на людей электромагнитных излучений. Эти уровни установлены не только ГОСТами для промышленных предприятий [81, 82], но и санитарными нормами и правилами [83] и в технической литературе прежде не приводились.

Третья составляющая общей проблемы ЭМС -- проблема *помехоэмиссии* техническими системами электромагнитных помех также двух видов: кондуктивных и индуктивных. При этом *кондуктивные помехи* характеризуются уровнями напряжения или тока, наведенными индустриальными радиопомехами [84, 85], а *индуктивные помехи* – уровнем электромагнитного поля [86, 87]. Терминология [88] и процедура сертификационных испытаний на электромагнитную совместимость закреплены стандартами [89].

Ниже рассмотрены основные положения государственных стандартов по всем обозначенным проблемам ЭМС. Хотя первый стандарт по качеству электрической энергии был принят в России еще в 1967 г., большинство вышеуказанных стандартов по помехоустойчивости и помехоэмиссии введено в России впервые в 2000 – 2001 гг., созданы они на базе стандартов Международной электротехнической комиссии (МЭК) и европейской комиссии (СИСПр) в начале и середине 90-х годов.

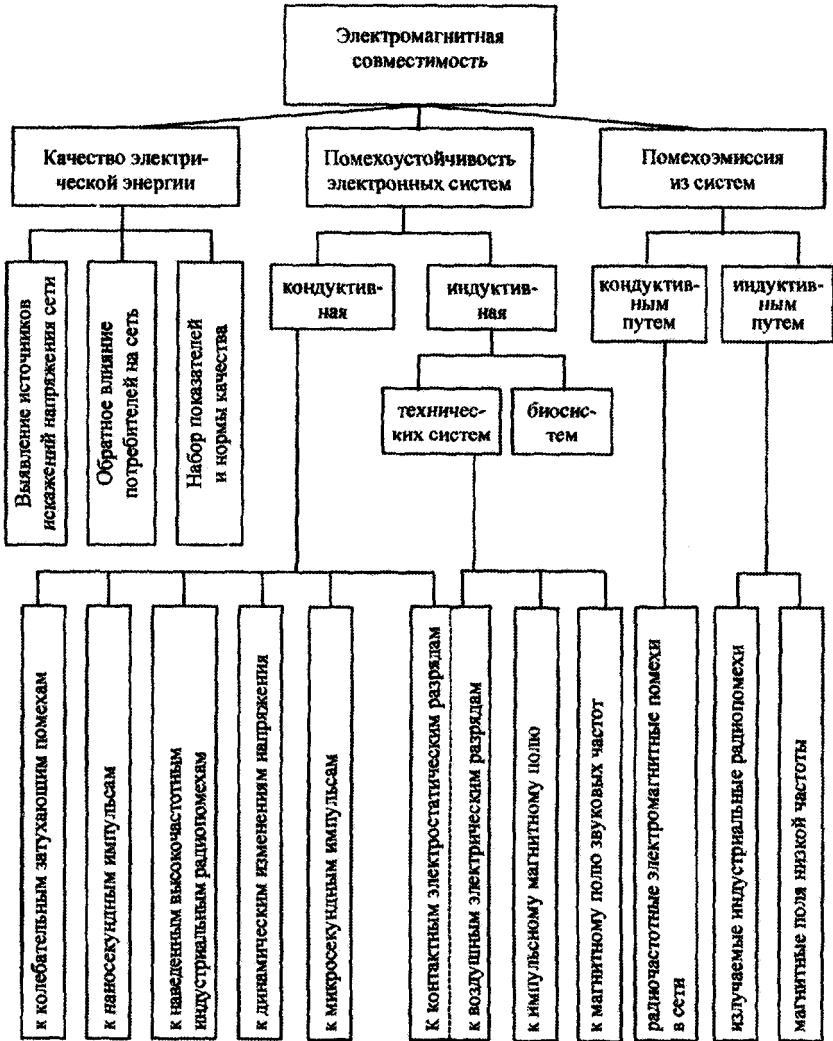


Рис. 6.1.1

6.2. КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В СЕТЯХ ОБЩЕГО ПОЛЬЗОВАНИЯ

6.2.1. СИСТЕМА ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ И ИХ НОРМЫ

Показатели качества электрической энергии и их числовые нормы в электрических сетях систем электроснабжения общего назначения переменного трехфазного и однофазного тока частотой 50 Гц определяет ГОСТ 13109-97 в точках общего присоединения (ТОП), т. е. в точках, к которым присоединяются приемники электрической энергии или электрические сети, находящиеся в собственности различных потребителей.

Нормы качества электроэнергии устанавливаются для кондуктивных электромагнитных помех и являются обязательными для всех режимов работы систем электроснабжения, кроме режимов, обусловленных:

- исключительными погодными условиями и стихийными бедствиями (ураган, наводнение, землетрясение и т.п.);
- непредвиденными ситуациями, вызванными действиями стороны, не являющейся энергосберегающей организацией и потребителем электроэнергии (пожар, взрыв, военные действия и т.п.);
- условиями, регламентированными государственными органами управления, а также связанными с ликвидацией последствий, вызванных исключительными погодными условиями и непредвиденными обстоятельствами.

Стандарт принят Межгосударственным Советом по стандартизации, метрологии и сертификации, включающим республики Армению, Беларусь, Казахстан, Кыргызстан, Молдову, Российскую Федерацию, Таджикистан, Туркменистан и Узбекистан. Стандарт соответствует международным стандартам МЭК 868, МЭК 1000-3-2, МЭК 1000-3-3, МЭК 1000-4-1 и публикациям МЭК 1000-2-1, МЭК 1000-2-2 по уровням электромагнитной совместимости в системах электроснабжения и методам измерения электромагнитных помех.

Установлены два вида норм качества электрической энергии – нормальные и предельно допустимые. Подлежат нормированию показатели качества электрической энергии (КЭ), характеризующие следующие виды его нарушения:

1. *Отклонение напряжения* δU . Под ним понимается разность номинального действующего значения междуфазного (фазного) напряжения и установившегося (более 1 мин) действующего фак-

тического напряжения (рис. 6.2.1) [44]. Нормально и предельно допустимые значения нормы установившегося отклонения напряжения δU_y равны соответственно ± 5 и ± 10 % от номинального напряжения электрической сети:

$$\delta U_y = \frac{U_{(1)} - U_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} \cdot 100 \approx \frac{U_y - U_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} \cdot 100, \quad (6.2.1)$$

где $U_{(1)}$ – действующее значение первой гармоники межфазного (фазного) напряжения.

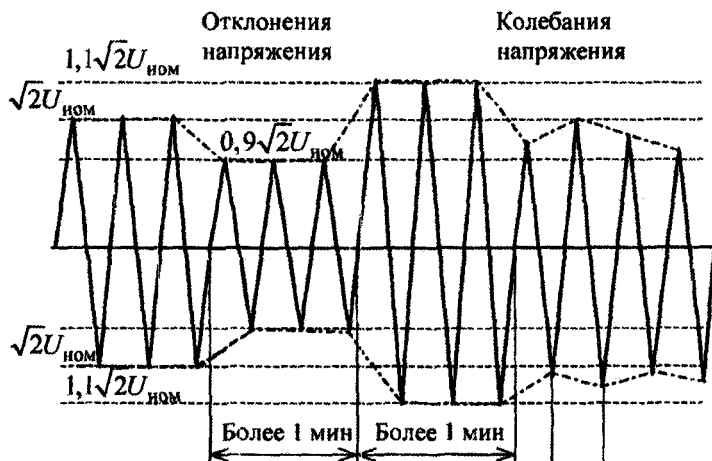


Рис. 6.2.1

2. *Колебания напряжения*, которые характеризуются следующими показателями – *размахом изменения напряжения* δU_i и *дозой фликера* P_f . Для их определения используют понятие огибающей среднеквадратичных значений напряжения – ступенчатой временной функции, образованной среднеквадратичными значениями напряжения, дискретно определенными на каждом полупериоде напряжения основной частоты. Размах изменения напряжения находится по разнице соседних уровней огибающей среднеквадратичных значений напряжения и характеризуется еще и частотой повторения изменения напряжения $F_{\delta U_i}$ или интервалом между изменениями напряжения $\Delta t_i, t_{i+1}$. Предельно допустимые значения размаха изменений напряжения δU_i в ТОП (при огибающей в

форме меандра) в зависимости от их частоты повторения приведены на рис. 6.2.2 (кривая 1), кроме потребителей, располагающих лампами накаливания в помещениях, где требуется значительное зрительное напряжение, для которых справедливы более жесткие ограничения, определяемые кривой 2.

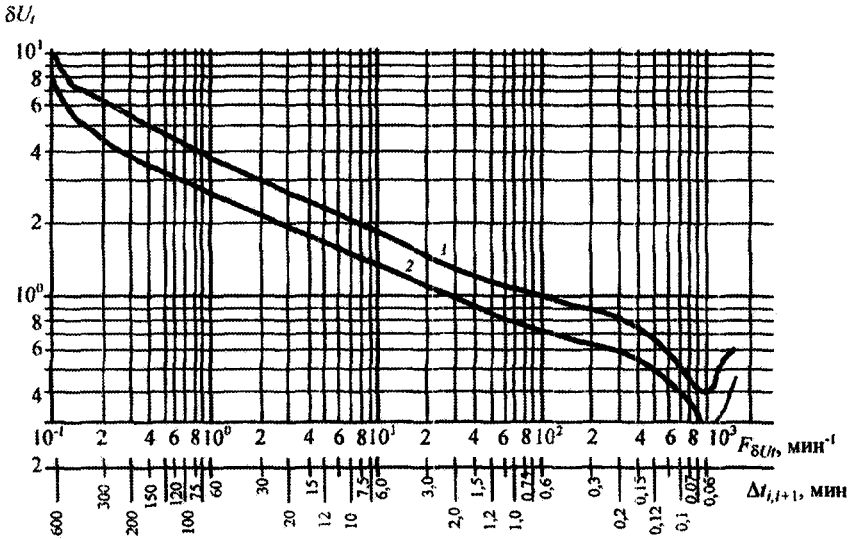


Рис. 6.2.3

Вторая характеристика колебаний напряжения, как сказано выше, есть доза фликера. Фликер определен как субъективное восприятие человеком колебаний светового потока искусственных источников освещения, вызванных колебаниями напряжения в электрической сети, питающей эти источники. Доза фликера — это мера восприимчивости человека к воздействию фликера за установленный промежуток времени. Для определения дозы фликера сначала рассчитывают время восприятия фликера t_f в секундах для каждой кривой относительного изменения напряжения

$$t_f = 2,3(Fd_{\max})^{3/2}, \quad (6.2.2)$$

где d_{\max} — максимальное отклонение напряжения от номинального в процентах; F — коэффициент приведения, зависящий от вида кривых изменения напряжения, которые приведены в стандарте [44].

Тогда кратковременная доза фликера вычисляется по соотношению

$$P_{st} = \left(\sum_f \frac{t_f}{T_p} \right)^{1/3,2} \quad (6.2.3)$$

за общий интервал времени T_p , равный 10 мин. Длительная доза фликера вычисляется на интервале времени 2 ч. Предельно допустимые значения для кратковременной дозы фликера в ТОП сетей 0,38 кВ равны 1,38, а для длительной дозы фликера – 1,0. Для помещений с лампами накаливания, где требуется значительное зрительное напряжение, эти дозы соответственно равны 1,0 и 0,74.

3. *Несинусоидальность напряжения.* Несинусоидальность напряжения оценивается следующими показателями:

- коэффициентом искажения синусоидальности кривой напряжения K_U ;
- коэффициентом n -й гармонической составляющей напряжения $K_{U(n)}$.

Первый коэффициент определяется как отношение действующего значения высших гармоник напряжения к действующему значению первой гармоники напряжения. Второй коэффициент определяется отношением действующего значения n -й гармоники напряжения к действующему значению первой гармоники.

Нормально и предельно допустимые значения коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения K_U в ТОП к электрическим сетям с разными номинальными напряжениями приведены (в процентах) в табл. 6.2.1.

Таблица 6.2.1

Значения коэффициента искажения синусоидальности напряжения

Нормально допустимые значения K_U при $U_{ном}$, кВ				Предельно допустимые значения K_U при $U_{ном}$, кВ			
0,38	6...20	35	110...330	0,38	6...20	35	110...330
8,0	5,0	4,0	2,0	12,0	8,0	6,0	3,0

Нормально допустимые значения n -й гармонической составляющей напряжения $K_{U(n)}$ в ТОП к электрическим сетям с разными номинальными напряжениями $U_{ном}$ приведены в табл. 6.2.2. Предельно допустимые значения $K_{U(n)}$ задают в 1,5 раза большими указанными в таблице.

Таблица 6.2.2

Нормально допустимые значения $KU(n)$														
Нечетные гармоники, не кратные трем при $U_{ном}$, кВ				Нечетные гармоники, кратные трем при $U_{ном}$, кВ				Четные гармоники при $U_{ном}$, кВ						
n	0,38	6-20	35	110-330	n	0,38	6-20	35	110-330	n	0,38	6-20	35	110-330
5	6,0	4,0	3,0	1,5	3	5,0	3,0	3,0	1,5	2	2,0	1,5	1,0	0,5
7	5,0	3,0	2,5	1,0	9	1,5	1,0	1,0	0,4	4	1,0	0,7	0,5	0,3
11	3,5	2,0	2,0	1,0	15	0,3	0,3	0,3	0,2	6	0,5	0,3	0,3	0,2
13	3,0	2,0	1,5	0,7	21	0,2	0,2	0,2	0,2	8	0,5	0,3	0,3	0,2
17	2,0	1,5	1,0	0,5	>21	0,2	0,2	0,2	0,2	10	0,5	0,3	0,3	0,2
19	1,5	1,0	1,0	0,4	-	-	-	-	-	12	0,2	0,2	0,2	0,2
23	1,5	1,0	1,0	0,4	-	-	-	-	-	>12	0,2	0,2	0,2	0,2
25	1,5	1,0	1,0	0,4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
>25	0,2+1,3х 25/n	0,2+1,3х 25/n	0,2+1,3х 25/n	0,2+1,3х 25/n	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
					-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Примечания:

- 1) n – номер гармонической составляющей напряжения;
- 2) * – нормально допустимые значения, приведенные для n , равных 3 и 9, относятся к однофазным электрическим сетям, в трехфазных трехпроводных электрических сетях эти значения принимают вдвое меньшими приведенных в таблице.

4. *Несимметрия напряжения.* Данный вид нарушения качества трехфазного напряжения характеризуется *коэффициентами несимметрии напряжений:*

- по обратной последовательности K_{2U} ;
- по нулевой последовательности K_{0U} .

Эти коэффициенты соответственно равны отношению напряжений обратной и нулевой последовательностей к напряжению прямой последовательности. Указанные составляющие напряжений определяются или методом симметричных составляющих, или по формулам в стандарте, связывающим измеренные междуфазные напряжения.

Нормально и предельно допустимые значения коэффициентов несимметрии напряжений по обратной и нулевой последовательностям нормированы на одинаковом уровне соответственно в 2 и 4 % при номинальном напряжении 0,38 кВ. При этом нормы по нулевой последовательности относятся к ТОП четырехпроводных электрических сетей.

5. *Отклонение частоты.* Этот показатель определяется разностью текущего значения частоты переменного напряжения и ее номинальным значением. Нормально и предельно допустимые значения отклонения частоты равны $\pm 0,2$ и $\pm 0,4$ Гц соответственно.

6. *Провал напряжения.* Провалом напряжения считается его внезапное снижение в точке электрической сети ниже $0,9U_{\text{ном}}$, за которым следует восстановление напряжения до первоначального или близкого к нему уровня через промежуток времени от десяти миллисекунд до нескольких десятков секунд (рис. 6.2.3) [44].

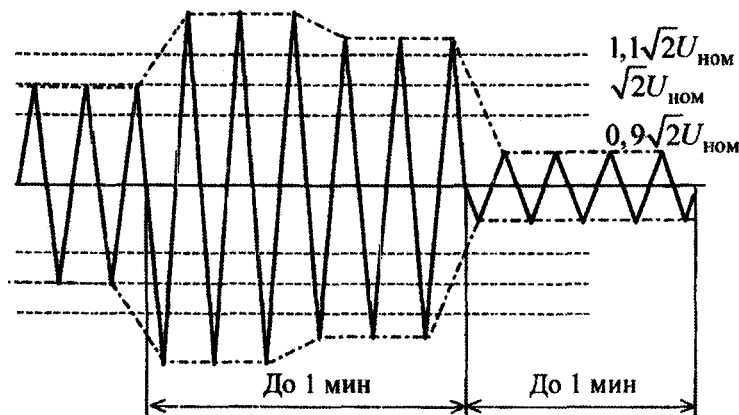


Рис. 6.2.3

От колебаний напряжения провал отличается большей величиной снижения напряжения, но на более короткий промежуток времени. Здесь нормируемым параметром является длительность провала напряжения, предельно допустимое значение которой в электрических сетях напряжением до 20 кВ включительно равно 30 с. Длительность автоматически устраняемого провала напряжения в любой точке присоединения к электрическим сетям определяется выдержками времени релейной защиты и автоматики.

В приложении к ГОСТ 13109-97 приведены статистические данные, характеризующие величину провалов напряжения, их длительность и частоту появления в электрических сетях России напряжением 6...10 кВ, а также для сравнения и в странах Европейского Союза. Например, соотношение характеристик провалов напряжения для городской кабельной сети 6...10 кВ с устройствами АВР (автоматическое введение резерва) приведено в табл. 6.2.3.

Таблица 6.2.3

Характеристики провалов напряжения

Глубина провала, %	Доля интервалов, %, при длительности провала, с				Всего, %
	0,2	0,5...0,7	1,5...3,0	3,0...30	
10...35	—	—	18	—	18
35...99	38	3	8	—	49
100	26	—	—	7	33
Итого	64	3	26	7	100

В среднем каждый потребитель в такой сети испытывает провалы напряжения 12 раз в год (по данным энергоснабжающей стороны).

7. Импульс напряжения. Под импульсом напряжения понимают резкое изменение напряжения в точке электрической сети, за которым следует восстановление напряжения до первоначального или близкого к нему уровня за промежуток времени до нескольких миллисекунд. Нормы на импульсы напряжения пока не установлены, но в приложении к ГОСТ 13109-97 приведены статистические данные значений импульсных напряжений для грозовых и коммутационных импульсов, возникающих в электрических сетях. Грозовые импульсы имеют вид полусинусоиды длительностью 5...10 мкс и величиной порядка 100 кВ (возможны участки сети с 2000 кВ) для сети 6...10 кВ. Коммутационные импульсы напряжений характеризуются длительностью 1000...5000 мкс (на уровне 0,5 амплитуды) и амплитудой 25...40 кВ в сетях 6...10 кВ.

8. *Временное перенапряжение.* Под временным перенапряжением понимают повышение напряжения в точке электрической сети выше $1,1U_{\text{ном}}$ продолжительностью более 10 мс, возникающее в системах электроснабжения при коммутациях или коротких замыканиях (см. рис. 6.2.3). Характеризуют его *коэффициентом временного перенапряжения* $K_{\text{пер}U}$, равным отношению значения огибающей амплитудных значений напряжения во время перенапряжения к амплитуде номинального напряжения сети, и длительностью временного перенапряжения $\Delta t_{\text{пер}U}$. Значения коэффициентов временных перенапряжений, возникающих в электрических сетях энергоснабжающей организации, приведены в табл. 6.2.4.

Таблица 6.2.4

Коэффициенты временных перенапряжений

Длительность временного перенапряжения $\Delta t_{\text{пер}U}$, с	до 1	до 20	до 60
Коэффициент временного перенапряжения $K_{\text{пер}U}$	1,47	1,31	1,15

В среднем за год в точке присоединения возможны около 30 временных перенапряжений. Но при обрыве нулевого проводника в трехфазных электрических сетях напряжением до 1 кВ, работающих с глухо заземленной нейтралью, возникают временные перенапряжения между фазой и землей, при этом при значительной несимметрии фазных нагрузок $K_{\text{пер}U}$ может достигать значения $\sqrt{3}$, а $\Delta t_{\text{пер}U}$ — нескольких часов. Подобные ситуации в жилых домах приводят к выходу из строя включенной в сеть бытовой электро- и радиоаппаратуры. Защитой от таких ситуаций является или применение автоматического отключателя нагрузки при перенапряжении, но он может реагировать на импульсные напряжения или временные перенапряжения, или использование кондиционеров качества электрической энергии (см. гл. 11).

Для определения соответствия значений показателей КЭ вышеприведенным нормам показателей, за исключением длительности провала напряжения, импульсного напряжения, коэффициента временного перенапряжения, устанавливается минимальный интервал измерений, равный 24 ч. Значения таких показателей КЭ, как коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения, коэффициенты n -й гармонической составляющей напряжения, коэффициенты несимметрии напряжений по обратной и нулевой последовательностям, не должны превышать их предельно допус-

тимые значения, а значения тех же показателей КЭ, определяемые с вероятностью 95 % за тот же период измерений, не должны превышать их нормально допустимые значения. Такие же требования определены и для значений установившегося отклонения напряжения и отклонения частоты с учетом их знака.

Общая продолжительность измерений показателей КЭ (импульсного напряжения, коэффициента временного перенапряжения), за исключением длительности провала напряжения, рекомендуется величиной 7 суток. Контроль качества электрической энергии в ТОП проводят энергоснабжающие организации. Периодичность измерений показателей КЭ составляет:

– для установившегося отклонения напряжения – не реже двух раз в год;

– для остальных показателей – не реже одного раза в два года при неизменности схемы сети и ее элементов и незначительном изменении нагрузки потребителя, ухудшающем качество электроэнергии. Потребители, ухудшающие качество электроэнергии, должны проводить контроль в точках собственных сетей, ближайших к ТОП, а также на выводах приемников электрической энергии, являющихся источниками кондуктивных электромагнитных помех, с периодичностью, устанавливаемой потребителем по согласованию с электроснабжающей организацией.

Погрешность измерений показателей КЭ установлена в абсолютной или относительной формах и приведена в таб. 6.2.5.

Таблица 6.2.5

Погрешность измерения показателей качества электроэнергии

Погрешность измерений, %	δU_y	δU_l	P_{st}	P_{lt}	K_U	$K_{U(n)}$	K_{2U}	K_{0U}	Δf
Абсолютная	$\pm 0,5$	–	–	–	–	$\pm 0,05$ при $K_{U(n)} < 1,0$	$\pm 0,3$	$\pm 0,5$	$\pm 0,03$
Относительная	–	± 8	± 5	± 5	± 10	± 5 при $K_{U(n)} \geq 1,0$	–	–	–

Измерения показателей КЭ могут производить аккредитованные лаборатории, имеющие лицензию, только сертифицированными измерительными комплексами типа «Омск», ЭРИС-КЭ, ППКЭ, Ресурс VF-2.

Вместе с тем, видна недостаточность имеющегося в стандарте набора показателей качества электроэнергии, касающаяся прежде всего несинусоидальности напряжения. Из рассмотрения прямых

методов расчета (разд. 1.6, гл. 5) следует, что качество тока в нагрузке при несинусоидальном напряжении определяется не имеющимся в стандарте *коэффициентом искажения синусоидальности кривой напряжения* K_U , а набором интегральных коэффициентов гармоник. Например, нетрудно убедиться в том, что коэффициент искажения синусоидальности тока статора асинхронной машины (коэффициент гармоник), замещая ее для высших гармоник суммарной индуктивностью рассеивания обмоток [21], будет равен

$$K_I = \bar{K}_U K_{\Pi}$$

(K_{Π} – коэффициент кратности тока пуска асинхронного двигателя).

Коэффициент искажения синусоидальности (коэффициент гармоник) тока конденсатора равен

$$K_I = \hat{K}_U.$$

Коэффициент искажения синусоидальности (коэффициент гармоник) тока индуктивности

$$K_I = \bar{K}_U.$$

Итак, зная новые показатели качества напряжения питающей сети \bar{K}_U , \hat{K}_U , можно сразу предсказать качество тока у типовых элементов потребителя. Так как большинство видов нагрузок в питающей сети эквивалентруется моделью из активного сопротивления и индуктивности, оказывается достаточным знание двух дополнительных показателей качества электроэнергетики.

Таким образом, представляется рациональным внесение в стандарт на качество напряжения питающей сети [44] еще интегрального и дифференциального коэффициентов гармоник напряжения \bar{K}_U, \hat{K}_U , определяющих ущерб потребителя от несинусоидальности.

6.2.2. ОБЩАЯ ОЦЕНКА КОНДУКТИВНОГО ОБРАТНОГО ВЛИЯНИЯ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ПИТАЮЩУЮ СЕТЬ

Ограничимся здесь рассмотрением одного вопроса обратного негативного влияния вентильного преобразователя на питающую сеть – искажения формы напряжения сети от несинусоидального характера входного тока вентильного преобразователя.

Степень искажения напряжения сети от нелинейного потребителя можно рассчитать, если известны схема замещения сети или ее частотная характеристика, а также спектр тока нелинейного потребителя. Поэтому международные (МЭК, IEC) и национальные стандарты развитых европейских стран на качество электрической энергии содержат нормы по гармоникам потребляемого тока до 40-й. Российский основной стандарт на качество электрической энергии [44] этого не содержит, но с 1 января 2002 г. в России введен новый стандарт [65] на ограничение эмиссии гармонических составляющих тока технических средств с потребляемым током в фазе не более 16 А. Согласно этому стандарту все технические средства классифицируются следующим образом:

- класс А – симметричные, трехфазные технические средства, не подпадающие под классы В, С, Д;
- класс В – переносные электроинструменты;
- класс С – световые приборы, включая устройства регулирования;
- класс Д – технические средства с потребляемым током специальной прямоугольно-ступенчатой формы и активной мощностью менее 600 Вт.

Предельные значения гармоник тока нагрузки класса А приведены в табл. 6.2.6.

Таблица 6.2.6

n	3	5	7	9	11	13	$15 < n < 39$ нечетные	2	4	6	$8 < n < 40$
I_m, A	2,3	1,4	0,77	0,4	0,33	0,21	$0,15 \cdot 15/n$	1,08	0,43	0,3	$0,23 \cdot 8/n$

Для потребителей класса В эти значения увеличиваются в 1,5 раза. Для потребителей класса С при мощности более 25 Вт предельные значения гармоник тока приведены в табл. 6.2.7

Таблица 6.2.7

n	2	3	5	7	9	$11 < n < 39$ (нечетные)
% от $I_{(1)}$	2	30χ	10	7	5	3

Здесь χ – коэффициент мощности потребителя. Для потребителей этого класса с мощностью менее 25 Вт предельные значения гармоник тока задаются табл. 6.2.8.

Таблица 6.2.8

n	2	3	5	7	9	$11 < n < 39$ (нечетные)
$I_{(n)}/W$, мА/Вт	3,4	1,9	1,0	0,5	0,35	$3,85/n$
$I_{(n)}$ макс, А	2,3	1,14	0,77	0,4	0,33	Как класс А

Для потребителей класса Д гармонические составляющие тока при мощности нагрузки более 75 Вт не должны превышать значений тока предыдущей таблицы, а при нагрузке менее 75 Вт нормы не устанавливаются. Через 4 года действия стандарта указанная граница мощности уменьшится до 50 Вт.

Таким образом, знание (контроль) гармонического состава тока потребителя теперь позволяет легко рассчитать гармонический состав напряжения сети, порождаемый обратным влиянием нелинейного потребителя. При этом низковольтная сеть (до 1000 В) обычно моделируется для высших гармоник (до 40-й, т. е. до 2 кГц) индуктивным реактансом. В этом случае возможно использование альтернативного спектральному методу прямого метода расчета степени искажения питающего напряжения, изложенного ниже.

В отличие от рассмотренного в разд. 3.13 случая с единственным нелинейным потребителем в сети переменного тока в электрических сетях общего пользования присутствует множество нелинейных потребителей, результирующее обратное действие на сеть которых может как суммироваться, так и ослабляться. Здесь приведен расчет обратного влияния для этого случая.

Общая расчетная схема замещения сети с несколькими ветвильными преобразователями (нелинейными потребителями) имеет вид, представленный на рис. 6.2.4.

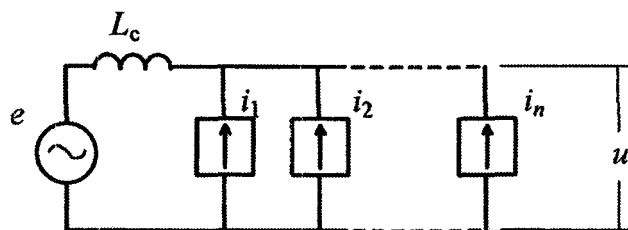


Рис. 6.2.4

Ограничиваясь сначала случаем двух преобразователей, получаем дифференциальное уравнение для напряжения сети в форме

$$u = e - L_c \frac{di_1}{dt} - L_c \frac{di_2}{dt}. \quad (6.2.4)$$

Действующее значение напряжения высших гармоник сети, рассчитанное по методу АДУ2 (при $e_{в.г} = 0$), равно

$$U_{в.г}^2 = (L_c I_{в.г.1}^{(-)})^2 + (L_c \bar{I}_{в.г.2}^{(-)})^2 + 2L_c \frac{1}{T} \int_0^T \frac{di_{в.г.1}}{dt} \frac{di_{в.г.2}}{dt} dt. \quad (6.2.5)$$

Используя понятие перекрестного коэффициента гармоник, определяемого здесь как *перекрестный дифференциальный коэффициент гармоник* тока

$$\left(\hat{K}_{г.т.12} \right)^2 = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{di_{в.г.1}}{dt} \frac{di_{в.г.2}}{dt} dt \frac{1}{I_{1.1} I_{1.2} \omega^2}, \quad (6.2.6)$$

выражение для коэффициента гармоник напряжения сети из (6.2.6) преобразуем к виду

$$K_{г} = \frac{U_{в.г}}{E_1} = \sqrt{\left(\frac{\hat{K}_{г.т.1}}{K_{кз.1}} \right)^2 + \left(\frac{\hat{K}_{г.т.2}}{K_{кз.2}} \right)^2 + 2 \frac{1}{K_{кз.1}^2} \left(\hat{K}_{г.т.12}^2 \right) \text{sgn}(\hat{K}_{г.т.12})^2}, \quad (6.2.7)$$

где $K_{кз}$ – коэффициент кратности мощности короткого замыкания источника к номинальной мощности нагрузки.

Полученные выражения (6.2.6) и (6.2.7) имеют две особенности. Во-первых, перекрестный коэффициент гармоник, определяемый по (6.2.6), имеет знак. Во-вторых, результирующий коэффициент гармоник напряжения в сети, вычисляемый по (6.2.7), может быть больше, чем коэффициент гармоник напряжения сети при работе одного преобразователя, может не измениться при подключении второго преобразователя, может быть и меньше, в том числе равным нулю. Это зависит от величины и знака перекрестного коэффициента гармоник. Поэтому определение доли искажений, вносимой в сеть нелинейной нагрузкой, принятым сегодня методом ее отключения может приводить к принципиально неверным результатам.

Обобщая рассмотренный подход на любое число n преобразователей, подключенных к сети, для результирующего коэффициента гармоник напряжения сети можно получить выражение

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\sum_{j=1}^n \left(\frac{\hat{K}_{\Gamma, \Gamma j}}{K_{\text{кз}j}} \right)^2 + 2 \sum_{\substack{j=1 \\ i=1 \\ i \neq j}}^n \hat{K}_{\Gamma, \Gamma ij}^2 \frac{1}{K_{\text{кз}i}^2} \text{sgn}(\hat{K}_{\Gamma, \Gamma ij})^2}. \quad (6.2.8)$$

Таким образом, при известных дифференциальных коэффициентах гармоник каждого нелинейного потребителя и знании первых гармоник тока каждого из них можно по (6.2.8) предсказывать значение коэффициента искажения напряжения в сети при реальных или гипотетических подключениях или отключениях от него любого числа потребителей, а также парциальный вклад каждого потребителя в общее искажение напряжения сети.

Расчет усложняется, если источник сетевого напряжения e имеет собственные искажения ($e_{\text{в.г}} \neq 0$). Тогда при алгебраизации методом АДУ2 исходного дифференциального уравнения в формуле (6.2.4) появятся еще дополнительные слагаемые вида

$$L_c \frac{1}{T} \int_0^T e_{\text{в.г}} \left(\frac{di_{\text{в.г}1}}{dt} + \frac{di_{\text{в.г}2}}{dt} \right) dt. \quad (6.2.9)$$

Вычислить эти интегралы можно, имея или спектр функций в подынтегральном выражении, или мгновенные значения этих функций, получаемые регистрацией реальных процессов в сети или в ее модели. В последнем случае получаем не формулу для определения K_{Γ} , а алгоритм для его расчета.

Принципиально, что степень обратного влияния несинусоидального тока потребителя на качество формы напряжения сети определяется не коэффициентом гармоник тока потребителя, а дифференциальным коэффициентом гармоник этого тока. В российском новом стандарте на качество тока потребителя заданы только предельные значения гармоник тока, но не его коэффициент гармоник. В международных стандартах МЭК наряду с такими же ограничениями гармоник тока задано и предельное значение коэффициента гармоник тока, равное $K_{\Gamma, \Gamma} = 0,08 \dots 0,20$ в зависимости от сети. В то же время расчет предельного значения этого коэффициента по предельным гармоникам тока дает для него большее значение $K_{\Gamma, \Gamma, \text{п}} = 0,197$, а тогда $\hat{K}_{\Gamma, \Gamma, \text{п}} = 1,07$ при номинальном токе

фазы 16 А. Стандарт 519 IEEE более адекватен ситуации, чем стандарт МЭК, так как определяет предельное значение коэффициента гармоник тока потребителя в зависимости от кратности мощности короткого замыкания сети, а именно $K_{г,т} = 0,05...0,20$ при $K_{кз} - 20...1000$ [19].

Таким образом, представляется рациональным внесение в стандарт на качество потребляемого тока [65] дифференциального коэффициента гармоник тока, определяющего искажение напряжения питающей сети (ущерб), вызванное потребителем.

6.2.3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВКЛАДОВ НЕЛИНЕЙНЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В ИСКАЖЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ В ТОЧКЕ ОБЩЕГО ПРИСОЕДИНЕНИЯ

В электрических сетях общего использования к каждой ТОП могут быть подключены несколько потребителей электрической энергии, имеющих несинусоидальные токи. В этом случае становится необходимым определение парциальных вкладов каждого из них в общее искажение напряжения в ТОП для принятия соответствующих решений (организационных, штрафных). В стандартах на качество электрической энергии прямых указаний на этот счет практически нет.

Наибольшую трудность при контроле качества напряжения в узле энергосистемы представляет определение долевых вкладов искажений от высших гармоник отдельных нелинейных нагрузок, подключенных к узлу, в общее искажение напряжения в узле.

В электроэнергетике известен способ определения долевого участия нагрузки в снижении качества электроэнергии, заключающийся в последовательном измерении показателя качества электроэнергии при включенной нагрузке $\Pi_в$, показателя качества электроэнергии при выключенной нагрузке Π_0 и вычислении по ним долевого участия нагрузки в изменении качества электроэнергии в точке общего присоединения по формуле

$$b = 1 - \frac{\Pi_0}{\Pi_в}. \quad (6.2.10)$$

Этот способ имеет следующие недостатки:

- не во всех случаях этот способ дает верный результат, как будет показано ниже;
- при измерениях необходимо отключение нагрузки, что не всегда допустимо.

Известен также способ определения долевого участия нагрузки в изменении качества электроэнергии в узле энергосистемы по активным и реактивным вторичным мощностям искажающих нагрузок. В этом способе долевое участие измеряют путем выделения аномальной составляющей напряжения, определения активных и реактивных мощностей всех нагрузок, подключенных к узлу энергосистемы, и коэффициента долевого участия в соответствии с предлагаемой формулой по доле суммы активной и реактивной вторичных мощностей данной нагрузки от генерируемой всеми искажающими нагрузками [90].

Ограничением применения этого способа является погрешность определения долевого участия нагрузок и энергосистемы в изменении качества напряжения, связанная с двумя факторами, во-первых, с тем, что в изменении качества электроэнергии в узле учтены не все факторы, его вызывающие, так как в балансе полных вторичных мощностей учтены только активные и реактивные вторичные мощности и не учтены вторичные мощности искажений, обусловленные взаимодействием разноименных гармоник напряжения и тока. Во-вторых, изменение качества электроэнергии в узле энергосистемы в ГОСТ 13109-97 оценивается по показателям качества напряжения, а не мощностей, которые зависят не только от качества напряжения, но и от качества тока, что обуславливает наличие методической погрешности. Кроме того, при этом способе не учитывается долевое участие ЭДС энергосистемы в изменении качества электроэнергии в ее узле.

Ниже приведено описание предлагаемого способа определения долевого участия нагрузки и энергосистемы в изменении качества напряжения в узле энергосистемы, в котором отсутствуют ограничения известных способов.

На рис. 6.2.4 была приведена схема узла энергосистемы с одним результирующим источником энергии, а на рис. 6.2.5 – схема узла энергосистемы с несколькими источниками электрической энергии.

Схема содержит источники ЭДС энергосистемы (e_1, e_2, \dots, e_m в общем случае число источников равно n), эквивалентные индуктивности ветвей с источниками соответственно (L_1, L_2, \dots, L_n), источники тока (i_1, i_2, \dots, i_k в общем случае число парциальных источников узла равно k), эквивалентирующие k нелинейных нагрузок.

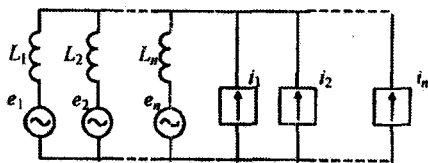


Рис. 6.2.5

Искажения напряжения в узле энергосистемы связаны с его *анормальными составляющими*, которые обусловлены или (и) наличием высших гармоник напряжения, или (и) обратной и нулевой последовательностей напряжения в многофазных системах напряжения. Любые анормальные составляющие будут обозначаться индексом «а».

Начнем анализ со случая с одним источником ЭДС энергосистемы, а затем обобщим результат на случай n источников. В соответствии с рис. 6.2.4 для анормальной составляющей напряжения в типовом узле энергосистемы, выделенной известными способами, можно записать следующее дифференциальное уравнение:

$$u_a = e_a - L \frac{di_{1a}}{dt} - L \frac{di_{2a}}{dt}. \quad (6.2.11)$$

Выполнив алгебраизацию дифференциального уравнения для анормальных составляющих путем сначала возведения уравнения типа (6.2.11) в квадрат и затем интегрирования его за период в соответствии с методом АДУ2, получим следующее алгебраическое уравнение относительно действующих значений *анормальных* (искажающих) *составляющих напряжений и токов*:

$$\begin{aligned} U_a^2 = & \frac{1}{T} \int_0^T e_a^2 dt + \frac{L^2}{T} \int_0^T \left(\frac{di_{1a}}{dt} \right)^2 dt + \frac{L^2}{T} \int_0^T \left(\frac{di_{2a}}{dt} \right)^2 dt + \\ & + 2L^2 \frac{1}{T} \int_0^T \frac{di_{1a}}{dt} \frac{di_{2a}}{dt} dt - 2L \frac{1}{T} \int_0^T e_a \frac{d(i_{1a} + i_{2a})}{dt} dt = \text{СУ}(e_a) + \text{СУ}(i_{1a}) + \\ & + \text{СУ}(i_{2a}) + \text{ВУ}(i_{1a}, i_{2a}) + \text{ВУ}(e_a, i_{1a} + i_{2a}). \end{aligned} \quad (6.2.12)$$

Здесь СУ – собственное доленое участие соответствующей ветви, примыкающей к узлу, в общем изменении качества напряжения в узле; ВУ – взаимное доленое участие двух ветвей, примыкающих к узлу, в общем изменении качества напряжения в узле.

Физический смысл показателя собственного доленого участия СУ конкретной ветви, примыкающей к узлу энергосистемы, состоит в определении того ухудшения качества напряжения в узле энергосистемы, которое возникло бы при отсутствии в других ветвях источников ухудшения качества напряжения (нелинейных нагрузок, источников ЭДС искаженной формы или источников ЭДС синусоидальной формы с различным напряжением в фазах многофазной системы).

Физический смысл ВУ двух ветвей, примыкающих к узлу, состоит в определении того изменения качества (ухудшения или

улучшения) напряжения в узле энергосистемы, которое обусловлено суммированием в узле аномальностей напряжения каждой ветви.

Выражение для относительных величин собственных (СУ*) и взаимных (ВУ*) долевых участков ветвей узла энергосистемы в результирующем изменении качества напряжения узла, принимаемое за единицу, можно получить, разделив левые и правые части уравнения (6.2.12) на U_a^2 :

$$1 = \frac{1}{U_a^2} \frac{1}{T} \int_0^T e_a^2 dt + \frac{1}{U_a^2} \frac{L^2}{T} \int_0^T \left(\frac{di_{1a}}{dt} \right)^2 dt + \frac{1}{U_a^2} \frac{L^2}{T} \int_0^T \left(\frac{di_{2a}}{dt} \right)^2 dt + \\ + \frac{2L^2}{U_a^2} \frac{1}{T} \int_0^T \frac{di_{1a}}{dt} \frac{di_{2a}}{dt} dt - \frac{2L}{U_a^2} \frac{1}{T} \int_0^T e_a \frac{d(i_{1a} + i_{2a})}{dt} dt = \text{СУ}^*(e_a) + \text{СУ}^*(i_{1a}) + \\ + \text{СУ}^*(i_{2a}) + \text{ВУ}^*(i_{1a}, i_{2a}) + \text{ВУ}^*(e_a, (i_{1a} + i_{2a})). \quad (6.2.13)$$

Выражение для соответствующих коэффициентов, характеризующих отдельные виды аномальностей, можно получить, если разделить уравнение (6.2.12) на действующее значение первой гармоники напряжения прямой последовательности. При этом, если аномальное напряжение есть напряжение высших гармоник, то получаются коэффициенты несинусоидальности (общий, собственные и взаимные); если аномальное напряжение есть напряжение обратной последовательности, то получаются коэффициенты обратной последовательности; если аномальное напряжение есть напряжение нулевой последовательности несимметричной трехфазной системы, то получаются коэффициенты нулевой последовательности в соответствии с тем, как они определены в ГОСТ 13109-97.

В изображенном на рис. 6.2.5 общем случае узла энергосистемы с n ветвями, содержащими ЭДС, выражение для определения собственных и взаимных долевых участков ветвей узла в общем изменении качества напряжения в узле получается обобщением уравнения (6.2.13):

$$U_a^2 = \sum_{n=1}^n \frac{1}{T} \int_0^T e_{a(n)}^2 dt + \sum_{k=1}^k \frac{L^2}{T} \int_0^T \left(\frac{di_{a(k)}}{dt} \right)^2 dt + 2 \sum_{\substack{i,m \\ i \neq m}}^n \frac{1}{T} \int_0^T e_{a(i)} e_{a(m)} dt - \\ - 2L \sum_{n,k} \frac{1}{T} \int_0^T e_{a(n)} \frac{di_{a(k)}}{dt} dt = \sum_n \text{СУ}(e_{a(n)}) + \sum_k \text{СУ}(i_{a(k)}) +$$

$$+ \sum_{\substack{l,m \\ l \neq m}}^n \text{BY}(e_{a(l)}, e_{a(m)}) + \sum_{n,k} \text{BY}(e_{a(n)}, i_{a(k)}). \quad (6.2.14)$$

Из уравнений (6.2.11) – (6.2.14) видно, что результирующие искажения качества напряжения в узле энергосистемы определяются не только собственными характеристиками (спектрами) всех прилегающих к узлу энергообъектов, но и взаимными попарными характеристиками энергообъектов. Именно взаимные характеристики энергообъектов и определяют, будет при подключении нового объекта ухудшение или улучшение качества электроэнергии в узле, так как коэффициенты взаимного участия могут иметь отрицательный или положительный знаки в отличие от коэффициентов собственного участия, которые всегда положительны. Поэтому способ определения долевого участия искажения качества электроэнергии методом отключения отдельных нагрузок, не учитывающий этого фактора, себя не оправдал.

Коэффициенты долевого участия каждого нелинейного потребителя и электрической системы в общем искажении напряжения в Топ можно определить на основании выражения (6.2.13).

Коэффициент долевого участия электрической системы в искажении напряжения в Топ определяется следующим выражением, учитывающим как собственное участие системы, так и ее взаимное участие во взаимодействии с потребителями:

$$K(e_a) = \text{CY}^*(e_a) + \text{BY}^*(e_a, (i_{1a} + i_{2a})) \frac{\text{CY}^*(e_a)}{\text{CY}^*(e_a) + \text{CY}^*(i_{1a}) + \text{CY}^*(i_{2a})}. \quad (6.2.15)$$

Коэффициент долевого участия первого нелинейного потребителя определяется аналогичным же образом с учетом как собственного участия, так и его взаимного участия во взаимодействии с другими потребителями и электрической системы:

$$K(i_{1a}) = \text{CY}^*(i_{1a}) + \text{BY}^*(i_{1a}, i_{2a}) \frac{\text{CY}^*(i_{1a})}{\text{CY}^*(i_{1a}) + \text{CY}^*(i_{2a})} + \text{BY}^*(e_a, (i_{1a} + i_{2a})) \frac{\text{CY}^*(i_{1a})}{\text{CY}^*(e_a) + \text{CY}^*(i_{1a}) + \text{CY}^*(i_{2a})}. \quad (6.2.16)$$

Коэффициент долевого участия второго нелинейного потребителя находится так же

$$K(i_{2a}) = CY^*(i_{2a}) + BY^*(i_{1a}, i_{2a}) \frac{CY^*(i_{2a})}{CY^*(i_{1a}) + CY^*(i_{2a})} + \\ + BY^*(e_a, (i_{1a} + i_{2a})) - \frac{CY^*(i_{2a})}{CY^*(e_a) + CY^*(i_{1a}) + CY^*(i_{2a})} \quad (6.2.17)$$

Очевидно, что эти коэффициенты связаны общим уравнением

$$K(e_a) + K(i_{1a}) + K(i_{2a}) = 1, \quad (6.2.18)$$

это позволяет вычислять (измерять) только два из них, а третий находить по этому уравнению.

Таким образом, приведенный способ определения долевого участия нагрузки и энергосистемы в изменении качества напряжения в ТОП системы, развивающий и обобщающий ранее предложенный нами с М. В. Гнатенко и В. И. Поповым способ, позволяет учесть не только влияние нагрузок, но и влияние энергосистемы (источников энергии) в изменении качества напряжения в ТОП энергосистемы. Это дает возможность более адекватно выявлять источники искажения качества электрической энергии в электрической системе, чем при использовании принятой сегодня практики [44].

6.3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОННЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С УСТРОЙСТВАМИ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Под *устойчивостью к электромагнитным помехам* понимают способность технического средства сохранять заданное качество функционирования при воздействии на него внешних помех с регламентируемыми значениями параметров в отсутствие дополнительных средств защиты от помех, не относящихся к принципу действия или построения технического средства [88]. При этом под *электромагнитной помехой* подразумеваются электромагнитное явление или процесс, которые снижают или могут снизить качество функционирования технических средств.

В связи с большим разнообразием технических систем, многовариантностью возможных видов электромагнитных помех в условиях применения технической системы, различием требований к

прогнозируемой реакции технической системы на воздействие помех все возможные множественные ситуации упорядочивают в конечное число типовых ситуаций по следующим факторам.

Прежде всего унифицируют «болевые точки» технической системы в плане воздействия помех, которые называют портами и которые являются границей или заставой между технической системой и внешней электромагнитной средой (зажим, разъем, клемма, стык связи и т.п.). На рис. 6.3.1 изображена унифицированная техническая система с пятью видами портов.

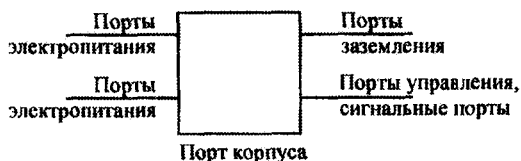


Рис. 6.3.1

Во-вторых, определяют типичные виды электромагнитных помех кондуктивного плана:

- наносекундные импульсные помехи;
- микросекундные импульсные помехи большой мощности;
- динамические изменения напряжения (провалы, прерывания, выбросы напряжения сети);
- наведенные радиочастотным электромагнитным полем (150 кГц...80 МГц);
- электростатические разряды контактные;
- колебательные затухающие помехи.

Кроме того, определяют электромагнитные помехи индуктивного плана:

- электростатические разряды воздушные;
- магнитные поля звуковых частот;
- импульсные магнитные поля;
- радиочастотные электромагнитные поля (80...1000 МГц).

В-третьих, различают до пяти степеней жесткости испытаний технической системы на помехоустойчивость в зависимости от величины (мощности) электромагнитной помехи, создаваемой при испытании, чем дифференцируются различные условия эксплуатации технических систем.

В-четвертых, результаты испытаний классифицируются на основе следующих критериев функционирования технической системы в условиях помех:

- А – нормальное функционирование;

– В – временное ухудшение качества функционирования с восстановлением без вмешательства оператора при исчезновении помехи;

– С – временное ухудшение качества функционирования, требующее вмешательства оператора для восстановления нормального функционирования после исчезновения помехи;

– Д – постоянное ухудшение качества функционирования или прекращение функционирования без восстановления из-за возникшего повреждения.

В связи с очевидной сложностью анализа проблем электромагнитной совместимости нормы на все виды помех установлены на статистической основе, в соответствии с которой не менее 80 % серийно изготовленных технических систем отвечают нормам с достоверностью не менее 80 %.

Для получения представления об этих нормах кратко рассмотрим их применительно ко всем перечисленным видам кондуктивных и индуктивных электромагнитных помех, по которым проводятся испытания на помехоустойчивость.

Наносекундными импульсными помехами с фронтом 5 нс и длительностью импульса 150 нс воздействуют на порты электропитания и порты сигналов вход–выход с напряжением 0,25...4 кВ в зависимости от уровня жесткости испытаний и вида технической системы. Микросекундные импульсные помехи такого же диапазона максимального напряжения должны иметь крутой передний фронт порядка 1 мкс и длительность импульса 50 мкс. Устойчивость к динамическим изменениям напряжения питания проверяется по следующим возмущениям: а) провалам (просадкам) напряжения на 30 % от номинального в течение от 10 до 100 периодов в зависимости от жесткости испытаний; б) выбросам (превышениям) напряжения (над номинальным) на 20 % в том же временном интервале; в) полному прерыванию напряжения в течение от 1 до 25 периодов. Норма устойчивости к кондуктивным помехам, наведенным радиочастотным электромагнитным полем в диапазоне частот 150 кГц...80 МГц, равна 120...140 дБ (относительно 1 мкВ/м). Норма устойчивости к колебательным затухающим помехам частотой 100 кГц и 1 МГц, одиночным (2...3 периода) и повторяющимся (длительностью от 2 с) равна 0,5...4 кВ при подаче их по схеме «провод порта – земля», и 0,25...2 кВ при приложении помехи к «провод – провод».

Норма устойчивости к магнитному полю промышленной частоты в зависимости от жесткости испытаний меняется в диапазоне 1100 А/м при непрерывном магнитном поле и 300...1000 А/м при

кратковременном поле длительностью 1...3 с. Норма устойчивости к импульсному магнитному полю меняется в диапазоне 100...1000 А/м при воздействии импульса длительностью 16 мкс с передним фронтом 6,4 мкс.

Норма на электростатический разряд, контактный по порту корпуса, до 4 кВ и до 8 кВ для воздушного разряда. Норма по помехоустойчивости на напряженность испытательного поля равна 1...10 В/м в частотном диапазоне поля 80...1000 МГц, модулированного на 80 % частотой 1 кГц.

Все технические системы разделены на укрупненные виды [89], для каждого из которых, как правило, имеется свой стандарт, определяющий набор характерных для него электромагнитных помех при испытаниях на помехоустойчивость. Такими техническими системами, примыкающими к силовой электронике, являются:

- электрическое оборудование измерения, управления и лабораторного применения [79];
- системы электропривода с регулируемой скоростью вращения [80];
- профессиональная аудио-, видео-, аудиовизуальная аппаратура и аппаратура управления световыми приборами для зрелищных мероприятий [91];
- измерительные реле и устройства защиты [92];
- системы бесперебойного питания [93].

Биоэлектромагнитная совместимость. Индуктивные электромагнитные помехи оказывают влияние не только на технические системы (что потребовало разработки государственных стандартов на помехоустойчивость технических систем), но и на биологические, прежде всего на людей.

Предельно допустимые уровни воздействий на людей электромагнитных излучений в диапазоне частот 30 кГц...300 ГГц установлены санитарными нормами и правилами [83], которым предшествовали два ГОСТа [81,82]. Оценка воздействия осуществляется по следующим двум параметрам. Во-первых, по *энергетической экспозиции*, определяющейся интенсивностью излучения и временем его воздействия на человека и применяется для лиц, работа или учеба которых связана с необходимостью пребывания в зонах влияния источников излучений. Во-вторых, по значениям *интенсивности электромагнитных излучений* (для остальных лиц). При этом интенсивность электромагнитных излучений радиочастот в диапазоне 30 кГц...300 МГц оценивается значениями напряженности электрического поля (E , В/м) и напряженности магнитного поля (H , А/м). В диапазоне частот 300 МГц...300 ГГц интенсивность

оценивается значениями плотности потока энергии ($\text{Вт}/\text{м}^2$, $\text{мкВт}/\text{см}^2$).

Энергетическая экспозиция, создаваемая электрическим полем, равна произведению квадрата напряженности электрического (магнитного) поля на время воздействия на человека и выражается соответственно в $(\text{В}/\text{м})^2 \cdot \text{ч}$ и $(\text{А}/\text{м})^2 \cdot \text{ч}$. В случае импульсных воздействий для оценки берутся их средние значения. Указанные энергетические экспозиции за рабочий день (смену) не должны превышать значений, указанных в табл. 6.3.1.

Предельно допустимые уровни напряженности электрической и магнитной составляющих в диапазоне частот 30 кГц...300 МГц в зависимости от продолжительности воздействия определяет табл. 6.3.2.

При продолжении воздействия менее 0,08 ч дальнейшее повышение его интенсивности не допускается.

Таблица 6.3.1

Энергетические экспозиции

Диапазон частот	Предельно допустимые энергетические экспозиции		
	по электрической составляющей, $(\text{В}/\text{м})^2 \cdot \text{ч}$	по магнитной составляющей, $(\text{А}/\text{м})^2 \cdot \text{ч}$	по плотности потока энергии, $(\text{мкВт}/\text{см}^2) \cdot \text{ч}$
30 кГц...3 МГц	20 000,0	200,0	—
3...30 МГц	7000,0	не разработаны	—
30...50 МГц	800,0	0,72	—
50...300 МГц	800,0	не разработаны	—
300 МГц...300 ГГц	—	—	200,0

Таблица 6.3.2

Предельно допустимые уровни напряженности

Продолжительность воздействия, ч	E, В/м			H, А/м	
	0,03...3 МГц	3...30 МГц	30...300 МГц	0,03...3 МГц	30...50 МГц
8,0 и более	50	30	10	5,0	0,3
1,0	141	84	28	14,2	0,85
0,08 и менее	500	296	80	50,0	3,0

Для измерения интенсивности электромагнитных излучений рекомендуются измерители напряженности поля ПЗ-22 (для диапазона частот 0,01...1000 МГц) и измерители плотности потока энергии ПЗ-18, ПЗ-19, ПЗ-20 (для диапазона частот 0,3...39,65 ГГц).

6.4.* ПОМЕХОЭМИССИЯ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Заключенный в определении понятия электромагнитной совместимости принцип народной поговорки «живи и давай жить другим» ее второй частью и предполагает отсутствие генерации (эмиссии) недопустимых электромагнитных помех от работающих устройств силовой электроники для других технических систем. Здесь, как при рассмотрении помехоустойчивости, те же два пути распространения помех, только в обратном направлении: кондуктивный (в питающую сеть) и индуктивный (в окружающее пространство).

Кондуктивная помехоэмиссия. Стандарт на эмиссию в сеть гармоник тока потребителя до 40-й [65] охватывает диапазон частот 50 (60) Гц...2 (2,4) кГц. Диапазон частот от 3 до 148,5 кГц отведен для передачи служебных сигналов энергоснабжающими организациями, энергонадзором и энергопотребителями. Соответствующий стандарт [94] определяет предельный уровень напряжения помех по указанным поддиапазнам в пределах 134...116 дБ (относительно 1 мкВ), т. е. на уровне 0,5...3 В, который рассчитывается как логарифм относительной величины помехи U_2 с постоянной базой – знаменателем, равным здесь $U_1 = 1$ мкВ:

$$u = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} \text{ [дБ]}. \quad (6.4.1)$$

Таким же образом определяются уровни напряженности электрического и магнитного полей, уровни тока помехи. Уровень мощности помехи вычисляется по формуле

$$P = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ [дБ]} \quad (6.4.2)$$

при фиксированном базовом значении P_1 .

Так как параметры питающих сетей везде различные, для унификации условий измерения уровня помехоэмиссии от электропотребителя используется устройство, моделирующее параметры сети и получившее название эквивалента сети. Схемы стандартных эквивалентов сети на частотный диапазон 3...9 кГц приведены на рис. 6.4.1 [94]. Эквивалент сети (ЭС) включается между входом электропотребителя (ЭП) и выходом входного шумоподавляющего фильтра (ВФ), подключенного к питающей сети для фильтрации собственных электромагнитных шумов сети, как пока-

зано на рис. 6.4.2. Тогда измеритель помех (ИП) фиксирует помехи, эмиттируемые в типовую сеть электропотребителем.

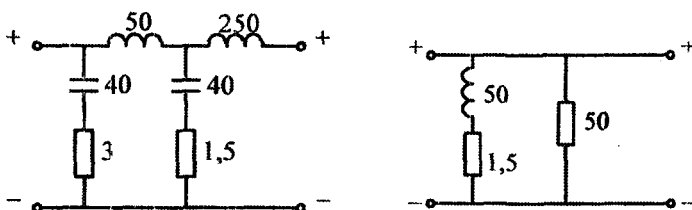


Рис. 6.4.1

Индустриальные радиопомехи (ИРП) – это электромагнитные помехи в диапазоне радиочастот (более 150 кГц), которые создаются электрическими и электронными устройствами без учета излучения высокочастотных трактов радиопередатчиков. Имеются два общих стандарта, ограничивающих помехоэмиссию от технических средств, применяемых в жилых, коммерческих зонах и производственных зонах с малым энергопотреблением [95], промышленных зонах [96].

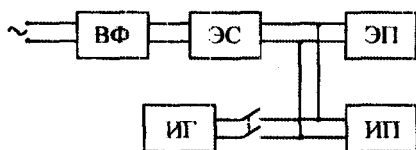


Рис. 6.4.2

Техническое средство относится к промышленной зоне при соблюдении одного из следующих условий:

1) наличие промышленных, медицинских, бытовых высокочастотных устройств;

2) частые переключения значительных индуктивных и емкостных нагрузок;

3) значительные величины потребляемых оборудованием токов и связанных с ними уровней магнитных полей.

Для жилых, коммерческих зон и производственных зон с малым энергопотреблением предельные уровни помехоэмиссии установлены в диапазоне частот 0,15...30 МГц на уровне 84...74 дБ (относительно 1 мкВ) по квазипиковому значению и 74...64 дБ по среднему значению напряжения. По току помех эти значения соответственно равны 40...30 дБ (относительно 1 мкА) и 30...20 дБ. Для промышленных зон эти предельные уровни помехоэмиссии равны соответственно для напряжения 79...73 дБ по квазипиковому значению и 66...60 дБ по среднему значению.

На основании норм этих общих стандартов разработаны стандарты на конкретные виды технических систем. Так, имеется стандарт на кондуктивные электромагнитные помехи стабилизированных источников постоянного тока [97], который дополнительно нормирует помехоэмиссию еще и в диапазоне частот 10...150 кГц. Другой стандарт распространяется на радиопомехи индустриальные от бытовых приборов, электронинструмента и аналогичных устройств, в том числе регулирующих устройств на полупроводниковых приборах [98]. Имеются стандарты и на другие специальные технические системы, содержащие устройства силовой электроники [98].

Индуктивная помехоэмиссия. Общий стандарт на помехоэмиссию от технических средств в промышленной зоне [96] устанавливает нормы индуктивной помехоэмиссии в диапазоне 30...1000 МГц на уровне 40...47 дБ (относительно 1 мкВ/м), измеренной на расстоянии 10 м от технического средства. Испытания проводят при наличии жалоб на помехи в теле- и радиоприеме. Для испытаний необходимы безэховая камера или экранированное помещение, а при их отсутствии испытания проводят на открытой площадке.

Установлены также нормы на предельную напряженность магнитных полей в диапазоне частот 50 Гц...50 кГц для конкретных видов технических систем на уровне 4...0,4 А/м для частот 50...500 Гц и 0,4...0,01 А/м для частот 0,5...50 кГц, измеренную на определенном расстоянии от технической системы (обычно 1 м).

Определение уровня помехоэмиссии от устройств силовой электроники. Устройства силовой электроники с присущими им резкими изменениями токов и напряжений полупроводниковых приборов во время коммутаций являются источниками интенсивных электромагнитных помех. Так, в полупроводниковых диодах при их выключении из-за накопленных носителей тока в области p - n -перехода какое-то время t_s протекает после прямого тока еще и обратный ток i_r , амплитуда которого может быть очень большой (зависит от скорости спада прямого тока при выключении). Обрывается обратный ток очень резко, за время порядка 1 мкс, что приводит к появлению большого импульса напряжения на диоде с широким спектром из-за наличия индуктивности во внешней цепи диода, как показано на рис. 6.4.3.

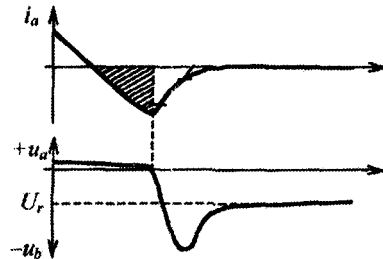


Рис. 6.4.3

Для ограничения величины импульса перенапряжения, а следовательно, эмиссии электромагнитной помехи из диода он шунтируется емкостью с токоограничивающим сопротивлением – так называемой демпфирующей RC -цепью или снаббером.

Тиристоры, наоборот, больше электромагнитных помех создают при включении, сопровождающемся скачкообразным снижением прямого напряжения на тиристоре и быстрым нарастанием прямого тока, что приводит к широкополосному спектру помехи. При выключении тиристоров имеют место те же процессы, что и у диода. Мощные транзисторы типа IGBT имеют времена включения порядка как у тиристора или меньше, особенно FET-транзисторы, поэтому спектр помехи у них еще шире.

Для оценки уровня помехоэмиссии были измерены квазипиковые электромагнитные помехи U в диапазоне 0,15...30 МГц у трехфазной мостовой схемы выпрямления на транзисторах с резистивной нагрузкой [99]. Уровень помехи в децибеллах по отношению к начальному уровню в 1 мкВ в зависимости от частоты приведен на рис. 6.4.4. Кривые 1 и 2 относятся к режиму с $\alpha = 0$ при номинальной нагрузке и одной пятой части номинальной нагрузки соответственно. Кривые 3, 4 относятся к режиму с $\alpha = 70^\circ$ при номинальной нагрузке и одной трети номинальной нагрузки соответственно.

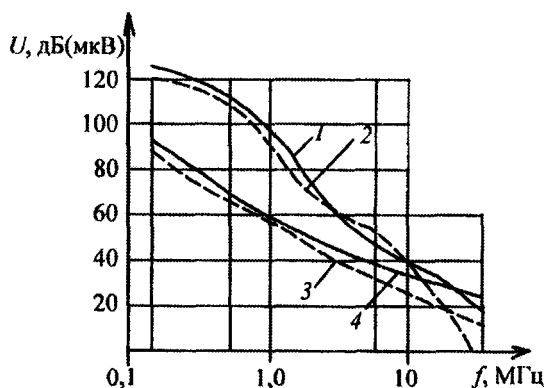


Рис. 6.4.4

Измерения подтверждают гипотезу о доминировании помех при включении тиристоров, сопровождающемся резким спадом напряжения, который усугубляется с ростом α . От величины токов нагрузки помехи зависят мало. На рис. 6.4.5 приведены результаты измерения уровня помехоэмиссии в том же радиодиапазоне частот

для других типов преобразователей. Кривые 1, 2 относятся к регулятору переменного напряжения с активной и активно-индуктивной нагрузками соответственно. Кривые 3, 4 относятся к трехфазному однополупериодному выпрямителю при активной и активно-индуктивной нагрузках. Уровень эмиссии мало зависит от характера нагрузки. Но уровень помехи существенно зависит от схемы выпрямителя. В двухполупериодной схеме помехи примерно на порядок меньше, чем в однополупериодной.

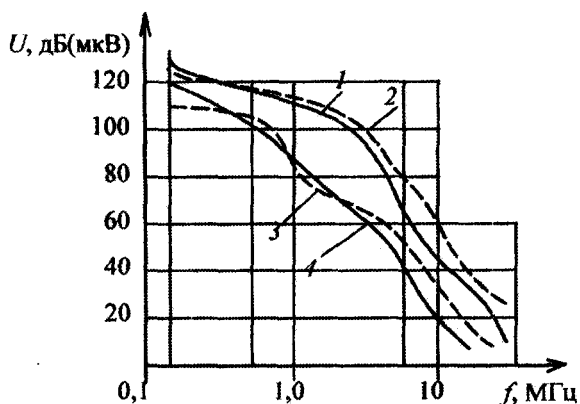


Рис. 6.4.5

Совершенно очевидно, что измерение уровня электромагнитного поля помехи, излучаемого устройством силовой электроники, провести очень трудно, так как требуется, как правило, наличие безэховой камеры. Это обстоятельство затрудняет необходимую по новым стандартам России сертификацию устройств по помехозмиссии. Поэтому интересен достаточно простой расчетный путь определения с инженерной точностью уровня излучаемой электромагнитной помехи по рассчитанному спектру напряжения (тока), действующему в электрической цепи устройства [99, 100].

Так, для типовой трапецеидальной формы импульсов, модулирующих форму анодного тока идеализированного выпрямителя, с амплитудой A , временами нарастания и спада по t' , длительностью плоской вершины t и периодом повторения T (рис. 6.4.6) амплитуда n -й гармонике разложения импульсов в ряд Фурье имеет вид

$$A_n = \frac{2A(t+t') \sin \pi f(t+t') \sin \pi f t'}{T \pi f(t+t') \pi f t'}, \quad (6.4.3)$$

где $f = n/T = nF'$ – частота n -й гармоники по отношению к частоте следования импульсов F .



Рис. 6.4.6

На рис. 6.4.7 показан спектр гармоник (тонкие вертикальные линии) и их огибающая (сплошная кривая), а также огибающая максимальных (по модулю) амплитуд гармоник (штриховая линия). Однако для практических приложений этими огибающими трудно воспользоваться из-за их нелинейности и неопределенности дефиниции по ним широкополосных свойств частотного спектра сигнала. Удобнее строить график для огибающей максимальных амплитуд в логарифмическом масштабе.

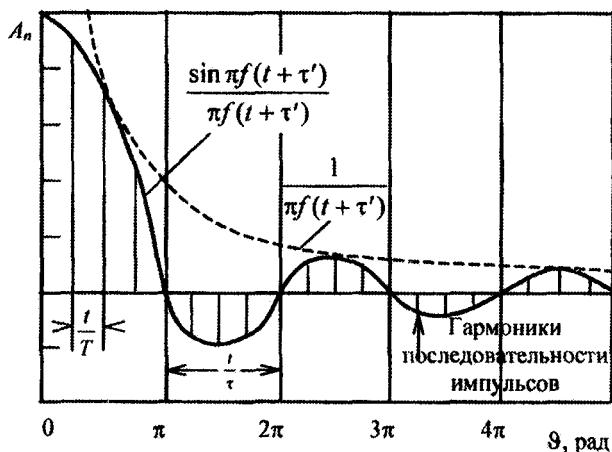


Рис. 6.4.7

Для максимального упрощения (кусочной линеаризации) графика спектра в логарифмическом масштабе (рис. 6.4.8) выполняют еще два преобразования. Во-первых, оценивают величину помехи в микровольтах, отнесенных к полосе частот, обычно 1 МГц. Число гармонических спектральных составляющих, попадающих в конечный частотный диапазон (здесь – $\Delta f = 1$ МГц) равно ширине этого интервала, деленной на разнос линий спектра (частоту повторения импульсов F). Суммарная помеха $V(\Delta f)$, попадающая в эту полосу частот, равна произведению средней амплитуды спектральных линий A_n на число линий внутри частотного интервала

$(\Delta f/F)$. Разделив суммарную помеху на полосу пропускания $\Delta f = 1$ МГц, получаем

$$\frac{V(\Delta f)}{\Delta f} = A_n \frac{\Delta f}{F \Delta f} = \frac{2A(t+t')}{TF} \frac{\Delta f}{\Delta f} \frac{\sin \pi f(t+t')}{\pi f(t+t')} \frac{\sin \pi f}{\pi f'} \left[\frac{\text{мкВ}}{\text{МГц}} \right]. \quad (6.4.4)$$

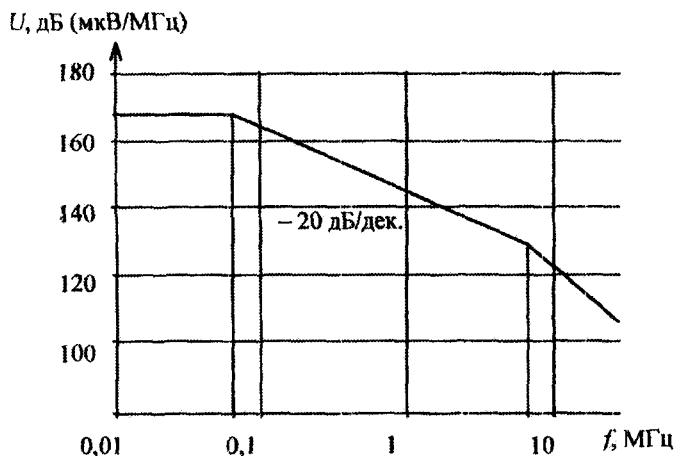


Рис. 6.4.8

Во-вторых, после логарифмирования этого выражения и умножения его еще на 20 для перехода к децибелам оно получает следующий вид:

$$V^* = 20 \lg \left(\frac{V(\Delta f)}{\Delta f} \right) = 126 + 20 \lg A(t+t') + \quad (6.4.5)$$

$$+ 20 \lg \frac{\sin \pi f(t+t')}{\pi f(t+t')} + 20 \lg \frac{\sin \pi f t'}{\pi f t'},$$

затем производят асимптотическую кусочно-линейную аппроксимацию (6.4.5). А именно, для области низких частот, когда синусы в двух последних слагаемых можно заменить на их аргументы, что делает эти слагаемые равными нулю, вместо (6.4.5) запишем

$$V_{н.ч}^* = 126 + 20 \lg A(t+t'). \quad (6.4.6)$$

За верхнюю границу области низких частот принимаем условие равенства единице аргумента синуса третьего слагаемого в (6.4.5):

$$f_1 = \frac{1}{\pi(t + t')} \quad (6.4.7)$$

Участок низких частот на графике широкополосного спектра в логарифмическом масштабе представляется горизонтальной прямой на рис. 6.4.8. Для области средних частот еще справедливо равенство $\sin \pi f t' = \pi f t'$ из-за малости t' . Следовательно, последний член в выражении (6.4.5) еще пренебрежимо мал. Однако в этой области можно положить

$$\sin \pi f(t + t') = 1.$$

Это обосновывается тем, что для определения широкополосной спектральной характеристики представляют интерес только гармоники с максимальной амплитудой в каждой полуволне огибающей обычной спектральной функции.

Тогда для средних частот аппроксимирующее выражение для формулы (6.4.5) получает вид

$$V_{с.ч}^* = 116 + 20 \lg A - 20 \lg f. \quad (6.4.8)$$

Этот второй прямолинейный участок начинается на частоте первого перегиба (f_1) и располагается с наклоном -20 дБ/декаду до частоты второго перегиба f_2 . Верхняя граница средних частот f_2 определяется аналогичным подходом, как и f_1 :

$$f_2 = \frac{1}{\pi t'}. \quad (6.4.9)$$

Для области высоких частот можно положить $\sin \pi f t' = 1$. Тогда выражение для спектральной функции в области высших частот запишется так:

$$V_{в.ч}^* = 106 + 20 \lg(A/t') - 40 \lg f, \quad (6.4.10)$$

т. е. линейный спад графика имеет здесь наклон -40 дБ/декаду и берет свое начало с частоты f_2 .

Универсальное семейство частотных характеристик помех, создаваемых трапецеидальными сигналами, приведено на рис. 6.4.9. По этим данным для конкретных параметров трапецеидальных импульсов A , t , t' , T можно построить локальный график спектральных характеристик помехи типа приведенных на рис. 6.4.8.

Универсальное семейство частотных характеристик помех от сигналов в форме усеченной синусоиды приведено на рис. 6.4.10. В работах [99, 100] имеются подобные графики и для других форм импульсов – пилообразных, имеющих форму нормального распределения, модуля синусоиды.

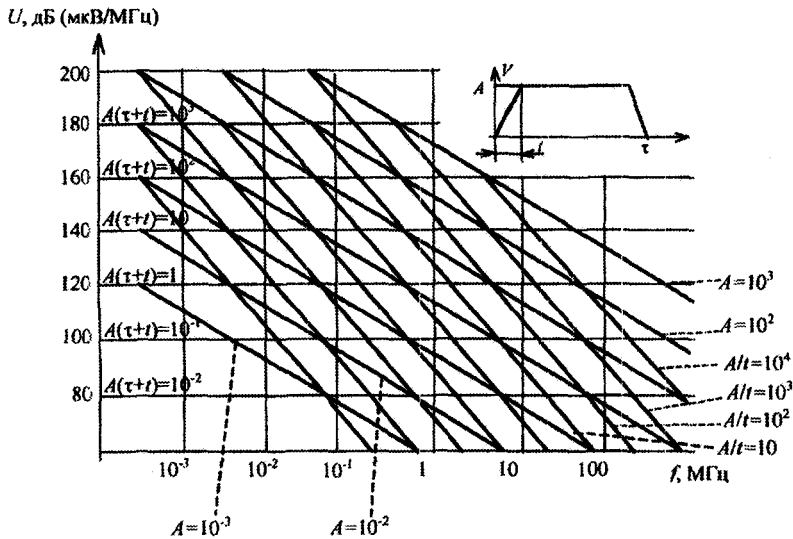


Рис. 6.4.9

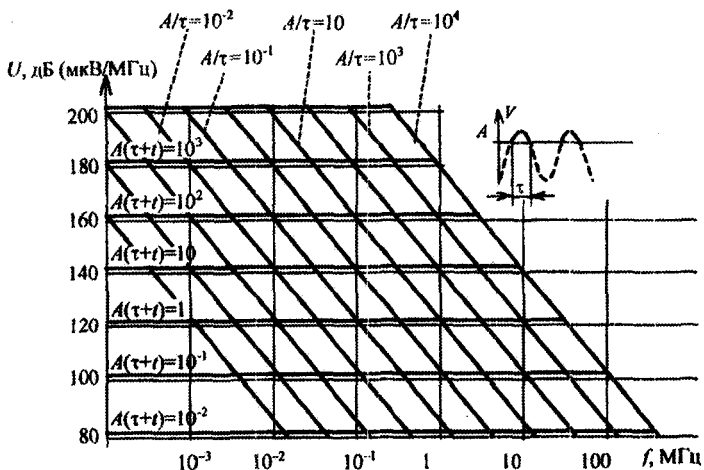


Рис. 6.4.10

Полученные результаты по расчету эмиссии кондуктивных радиопомех можно использовать и для расчета индуктивных радиопомех. Оценка излучаемого электрического поля длинным электрическим проводником с напряжением помехи известного спектра на расстоянии одного метра от проводника получается уменьшением уровня кондуктивной помехи на 33 дБ (мкВ/МГц). В этом случае единицей силы излучаемого поля будет величина дБ(мкВ/м/МГц) для широкополосной эмиссии. Для получения уровня электрического поля помехи на других расстояниях необходимо дополнительно вычесть $20 \lg(d)$, где d – расстояние в метрах.

Для вычисления уровня магнитного поля, излучаемого витками проводника с током известного спектра, необходимо к уровню спектра тока добавить величину

$$H_{\Delta} = 20 \lg \frac{NA}{4\pi d^3}, \quad (6.4.11)$$

где N – число витков в токовом контуре; A – площадь витка, м²; d – расстояние от токового контура, м.

Расчетной единицей магнитного поля эмиссии будет дБ(мкА/МГц). Измерительной единицей силы магнитного поля, вычисленного по указанной процедуре, является величина дБмкА · виток/м/МГц.

Таким образом, дорогостоящую процедуру измерения уровня помехоэмиссии устройствами силовой электроники, требующую наличия дорогой аппаратуры и специальных помещений, можно заменить аналитической инженерной оценкой при известных формах напряжений и токов в цепи.

6.5.* ОСОБЕННОСТИ СТАНДАРТОВ НА КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В АВТОНОМНЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

ГОСТ 13109-97 на качество электрической энергии в сетях общего пользования не распространяется на автономные электрические сети и системы электроснабжения. Среди последних стандартизованы требования к качеству электрической энергии собственно в вентильных преобразователях [101], агрегатах бесперебойного питания [102, 103], в системах электроснабжения подвижных объектов: самолетов [104], морских и речных судов [105], автомобилей [106, 107], электропоездов [108], а также в системах электропитания устройств связи [109–110], вычислительной техники

[111]. Рассмотрим, какие дополнительные функции налагаются на аппаратно-программный комплекс измерения показателей качества электрической энергии стандартами для автономных систем электроснабжения на базе вентильных преобразователей.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В СТАНДАРТАХ НА ВЕНТИЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Общий стандарт на все полупроводниковые преобразователи электрической энергии [101] содержит указанный ниже ряд дополнительных показателей качества электроэнергии, которые отсутствуют в стандарте на электрические сети общего пользования [44].

Коэффициент амплитудной модуляции напряжения определяется как

$$k_{\text{мод}} = \frac{U_{\text{мод}}}{\sqrt{2}U_{\text{ном}}}, \quad (6.5.1)$$

где $U_{\text{мод}}$ – половинная разность между максимальным и минимальным значениями огибающей амплитуд напряжения; $\sqrt{2}U_{\text{ном}}$ – амплитуда номинального значения синусоидального напряжения.

Отношение напряжения к частоте U/f , определяемое действующим значением напряжения в вольтах и частоты в герцах.

Коэффициент пульсаций

$$k_{\text{пуль}} = \frac{U_{\text{пуль}}}{U_{\text{ном}}} \cdot 100\%, \quad (6.5.2)$$

где $U_{\text{пуль}}$ – наибольшее (амплитудное) значение переменной составляющей напряжения; $U_{\text{ном}}$ – номинальное значение постоянного напряжения.

Коэффициент полезного действия и коэффициент мощности преобразователя определены в разд. 1.2.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В СТАНДАРТАХ НА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ САМОЛЕТОВ И ВЕРТОЛЕТОВ

Стандарт на качество электроэнергии в бортовых сетях самолетов и вертолетов содержит еще ряд дополнительных к вышеуказанным показателей электроэнергии, которые надо регистрировать:

– *угол сдвига фаз между векторами напряжений фаз при нормальной и аварийной работе* (возможные пределы 116...124°),

- скорость ухода частоты (не более 2,5 Гц/с);
- коэффициент модуляции частоты (не более 1 %);
- частотные составляющие огибающей кривой модуляции частоты напряжения сети с периодичностью в диапазоне 0,01...10 с;
- коэффициент амплитудного значения (коэффициент амплитуды), ограниченный диапазоном $1,4 \pm 0,15$;
- постоянная составляющая напряжения – не более $\pm 0,1$ В при номинальном действующем значении фазного напряжения 115 В;
- перерыв электропитания – не более 80 мс.

Особенностями измерения других показателей качества электроэнергии бортовых систем самолетов и вертолетов являются обычно большие диапазоны их изменения, что необходимо обеспечить в линейном режиме мониторинга. Прежде всего это касается частоты переменного напряжения, которая в нормальном режиме при $f_n = 400$ Гц может меняться в диапазоне 380...420 Гц, а в аварийном – 360...440 Гц.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В СТАНДАРТАХ НА БОРТОВЫЕ СЕТИ СУДОВ

Из-за возможной большой протяженности бортовых сетей судов введено нормирование показателей качества электроэнергии в них раздельно на зажимах источников и на зажимах потребителей электрической энергии. Показателями, отличными от показателей качества электричества в сетях общего пользования, здесь являются:

- динамические отклонения напряжения на зажимах потребителя, регламентируемые на уровне $+ 20 \dots - 30 \%$,
- динамические отклонения по частоте на зажимах источника и потребителя ограничены на уровнях $\pm 10 \%$,
- время действия режима динамического отключения по напряжению (1,5 с) и частоте (5 с) на зажимах потребителя,
- несимметрия линейных (фазных) напряжений на зажимах источника и потребителя не более $\pm 15 \%$

ОСОБЕННОСТИ СТАНДАРТА НА АВТОТРАНСПОРТНОЕ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ И ЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНУЮ СОВМЕСТИМОСТЬ

В связи с ограниченной мощностью источников электрической энергии на автомобилях (аккумуляторов, генераторов) стандарт устанавливает различные нормы для напряжений источников (генераторов) и потребителей. Для источников это 7, 14, 28 В, для потребителей 6, 12, 24 В. Работоспособность потребителя должна

быть обеспечена при нормальной работе (кроме пуска) в диапазоне напряжений (90...125 %) $U_{\text{ном}}$. За номинальные напряжения при установившихся номинальных параметрах потребителей тока приняты напряжения 6,7; 13,5 или 27 В. Нормированы также радиопомехи от электрооборудования автомобиля. Кондуктивные радиопомехи в сети электрооборудования должны быть не более (по отношению к уровню 1 мкВ)

$$L_U = 85 - 11,5 \lg \frac{F}{0,15} \text{ [дБ]} \quad (6.5.3)$$

в диапазоне частот F 0,15...30 МГц и не более 68 дБ в диапазоне 30...110 МГц.

Напряженность электромагнитного поля внутри салона автомобиля должна быть не более (по отношению к уровню 1 мкВ/м

$$L_E = 100 - 11,5 \lg \frac{F}{0,15} \text{ [дБ]} \quad (6.5.4)$$

в диапазоне частот 0,15...30 МГц и не более 68 дБ в диапазоне 30...110 МГц.

ОСОБЕННОСТИ СТАНДАРТА НА КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В УСТАНОВКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ АППАРАТУРЫ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

Стандарт [110] является пока стандартом отрасли связи и информатизации, а не ГОСТом и регламентирует не только качество электроэнергии, но и в определенной мере помехоустойчивость и помехоземиссию, чего не было в прежнем ГОСТе по электропитанию аппаратуры связи [109]. Стандарт имеет следующие особенности в определении показателей качества электроэнергии:

- определены установившиеся отклонения напряжения на выходных зажимах установок электропитания постоянного тока на уровне 9,0...7,5 В для номинального напряжения 48 и 12 В для номинального напряжения 60В;

- КПД преобразователей переменного напряжения в постоянное должен быть не менее 0,8 при выходной мощности до 2 кВт и 0,9 кВт при более высокой мощности;

- пульсации напряжения по действующему значению суммы гармонических составляющих в диапазоне частот от 25 Гц до 150 кГц должны быть не более 50 мВ;

- коэффициент небаланса напряжения и неравномерность потребляемых отдельными фазами токов, определяемые по ГОСТ 29192-91 и ГОСТ Р51317.4.1-2000, а не по ГОСТ 13109-97;

– пульсации напряжения по психофотметрическому действующему значению не более 2 мВ:

$$U_{п.псф} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (pU_{(k)})^2}. \quad (6.5.5)$$

Психофотметрический коэффициент p учитывает различную чувствительность человеческого уха к гармоническим составляющим различных частот.

За единичное значение этого коэффициента принимается воздействие «фона» с частотой 800 Гц, а относительная интенсивность воздействия других частот оценивается по коэффициенту акустического воздействия p , определяемому по кривой, приведенной на рис. 6.5.1. Здесь уместно отметить аналогичный эффект различной чувствительности человеческого глаза к колебаниям светового потока, учитываемую при расчете дозы фликера (см. п. 6.2.1).

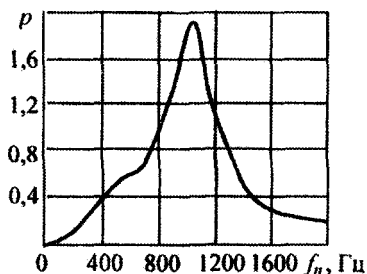


Рис. 6.5.1

Характерно, что стандарт на системы электроснабжения железных дорог использует психофотметрическое нормирование гармоник тока в тяговой сети из-за несинусоидальности тока, потребляемого электроподвижным составом. Его психофотметрическое значение не должно превышать 4А.

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

1. Стандарты на качество электрической энергии в автономных системах электроснабжения с вентильными преобразователями содержат большое количество дополнительных показателей качества электроэнергии, отсутствующих в стандарте на качество электроэнергии в сетях общего пользования [44]. Это требует значительного увеличения вычислительных ресурсов аппаратно-программного комплекса для мониторинга качества электроэнергии при условии возложения на него еще и функции мониторинга качества электроэнергии в автономных системах электроснабжения.

2. Техническая терминология, используемая в стандартах на качество электроэнергии, разрабатывалась в течение нескольких десятилетий и содержалась в рекомендациях Академии наук

СССР [112] и в стандарте по терминологии и определениям качества электроэнергии [113]. Последний стандарт существенно отстал от потребностей сегодняшней электротехники несинусоидальных токов, является неполным, а в ряде определений ошибочным. Это затруднит и описание, и вычисление ряда показателей качества электроэнергии.

3. Техническое задание на проектирование устройств силовой электроники должно содержать раздел по обеспечению их электромагнитной совместимости с сетью и окружающей средой [114].

6.6.* ПРОБЛЕМЫ ТЕОРИИ МОЩНОСТИ ПРИ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ НАПРЯЖЕНИЯХ И ТОКАХ

6.6.1. ПОДХОД К ОПРЕДЕЛЕНИЮ РЕАКТИВНЫХ МОЩНОСТЕЙ

Для электрических цепей с несинусоидальными формами напряжений и токов, что типично для вентильных преобразователей, имеются две очень актуальных теоретических проблемы с большим практическим значением:

- 1) определения реактивной мощности;
- 2) определения полной мощности.

Сегодня имеются монографии [21, 39, 47, 50] и большое количество статей, в которых рассматриваются различные подходы к их решению.

Здесь изложена концепция подхода к решению проблемы реактивной мощности с точки зрения электротехника-расчетчика, направленная на выяснение того, что и как нужно рассчитывать по-иному в энергетической цепи с несинусоидальным током в отличие от цепи, когда передача и потребление электрической энергии происходят при синусоидальных токах и напряжениях.

На рис. 6.6.1 приведена укрупненная схема замещения электрической цепи (*a*), к которой можно свести следующие типовые случаи автономных и неавтономных энергосистем, а на рис. 6.6.1, б представлена ее упрощенная диаграмма.

1. ЭДС источника e и ток неактивной нагрузки i_n синусоидальные.

2. ЭДС источника синусоидальная, ток источника тока нагрузки несинусоидальный (вентильные преобразователи и т.п.).

3. ЭДС источника несинусоидальная (вентильный преобразователь), ток источника тока нагрузки синусоидальный из-за наличия фильтров.

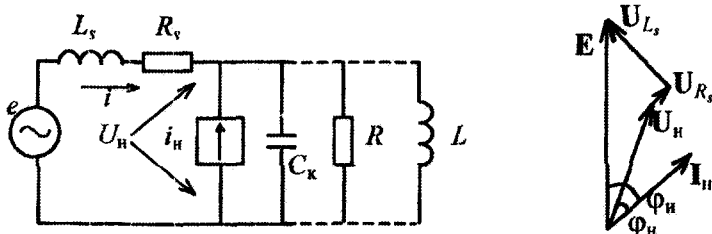


Рис. 6.6.1

4. ЭДС источника несинусоидальная, ток источника тока нагрузки i_n также несинусоидальный.

Здесь L_s, R_s – параметры канала (линии энергопередачи от источника к потребителю); C_k – параметр емкостного компенсатора реактивной мощности на зажимах потребителя; L, R – возможная пассивная часть линейной нагрузки.

Перечислим сначала те дополнительные проблемы для инженера-проектировщика, которые порождаются наличием реактивной мощности в нагрузке в первом случае, т. е. даже при синусоидальных токах в цепи. Наличие реактивной мощности в нагрузке Q_n , проявляющееся здесь в виде сдвига φ_n фазы тока I_n относительно напряжения на нагрузке U_n (а значит, и относительно ЭДС источника – сдвиг фазы тока φ_n) приводит к необходимости расчета нежелательных вторичных проявлений («ущерба») из-за Q_n , таких как:

1) увеличение действующего значения тока в источнике e для передачи той же активной мощности в нагрузку, что повлечет и увеличение полной мощности источника

$$\frac{I_n}{I_{н.а}} = \frac{1}{\cos \varphi_n} = f_1(Q_n), \quad I_n = I_{н.а} + jI_{н.р}; \quad (6.6.1)$$

2) дополнительные потери активной мощности в сопротивлении линии электропередачи R_s ,

$$\Delta P_{R_s} = I_{н.р}^2 R_s = R_s \frac{Q_n^2}{U_n^2} \sin^2 \varphi_n = f_2(Q_n); \quad (6.6.2)$$

3) дополнительные потери напряжения в линии (в L_s , пренебрегая R_s)

$$\Delta U_{L_s} = I_{н.р} \omega L_s = \omega L_s \frac{Q_n^2}{U_n^2} \sin^2 \varphi_n = f_3(Q_n); \quad (6.6.3)$$

4) изменение напряжения первой гармоники на нагрузке и соответственно его действующего значения (пренебрегая R_s)

$$U_H = \left[\frac{1}{T} \int_0^T \left(e^{-L_s} \frac{di_{н,р}}{dt} \right)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = f_4(Q_H); \quad (6.6.4)$$

5) изменение фазы напряжения на нагрузке (напряжения автономной сети) относительно напряжения источника

$$\Delta\varphi = \varphi_H - \varphi_H = \arctg \frac{Q_H + Q_{L_s}}{P_H} - \arctg \frac{Q_H}{P_H} = f_5(Q_H); \quad (6.6.5)$$

6) затраты на установку (при необходимости) компенсирующих (косинусных) конденсаторов мощностью

$$Q_{\text{ком}} = K_{\text{ком}} Q_H = f_6(Q_H), \quad (6.6.6)$$

где $K_{\text{ком}} = Q_{\text{ком}} / Q_H$ – степень компенсации;

7) дополнительные потери активной мощности в емкостях конденсатора

$$\Delta P_{\text{ком}} = Q_{\text{ком}} \operatorname{tg} \delta_k = K_{\text{ком}} \operatorname{tg} \delta_k Q_H = f_7(Q_H). \quad (6.6.7)$$

Из соотношений (6.6.1) – (6.6.7) видно, что все вторичные проявления наличия в цепи реактивной мощности однозначно выражаются через величину этой реактивной мощности Q_H , т. е. все ущербы зависят через свои парциальные коэффициенты от одной и той же расчетной величины – реактивной мощности нагрузки. Поэтому при расчете цепей с синусоидальными формами напряжения и тока достаточно определения только реактивной мощности по первой гармонике.

Теперь рассмотрим те же «ущербы» для второго типового случая энергосистемы:

1) увеличение действующего значения тока в источнике (пренебрегая L_s)

$$\frac{I}{I_a} = \frac{S}{P_H} = \frac{\sqrt{P_H^2 + Q^2}}{P_H} = f_{21}(Q), \quad (6.6.8)$$

где

$$Q = \sqrt{S^2 - P_H^2} = \sqrt{E^2 I^2 - P_H^2} \quad (6.6.9)$$

– вся (реактивная) мощность невязки между S и P ;

2) дополнительные потери активной мощности в сопротивлении R_s линии электропередачи

$$\Delta P_{R_s} = I_n^2 R_s = \frac{Q^2 + P_n^2}{E^2} R_s = f_{22}(Q); \quad (6.6.10)$$

3) снижение напряжения первой гармоники на зажимах нагрузки (в распределительной сети) здесь определяется по (6.6.4) через реактивную мощность по первой гармонике;

4) изменение действующего значения напряжения на нагрузке из-за наличия L_s (в отсутствие C_k) определится через новую величину действующего значения напряжения на нагрузке

$$U_n^2 = \left[\frac{1}{T} \int_0^T \left(e - L_s \frac{di_{н.р}}{dt} \right)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = f_{23}(Q_1, \bar{K}_{г.т}), \quad Q_1 = \left(e, \frac{di}{dt} \right); \quad (6.6.11)$$

5) затраты на установку (при необходимости) компенсирующих конденсаторов, оцениваемые установленной мощностью, которые определим как произведение действующих значений напряжения и тока этого конденсатора

$$S_k = U_n I_k.$$

Действующие значения указанных напряжений и тока найдем методом АДУ1. Дифференциальное уравнение для напряжения на конденсаторе, исходя из рис. 6.6.1, имеет вид

$$L_s C_k \frac{d^2 u}{dt^2} + L_s \frac{di_n}{dt} + u = e. \quad (6.6.12)$$

Выполнив алгебраизацию уравнения (6.6.12), запишем

$$U^2 = f_{24}(\bar{K}_{г.н}, (\bar{e}^{(2)}, \bar{i}_n)), \quad (6.6.13)$$

где скалярное произведение

$$(\bar{e}^{(2)}, \bar{i}_n) = \frac{1}{\omega^3} \sum_k \frac{U_k I_{н(k)}}{k^3} \sin \varphi_{н(k)} \equiv Q_2 \quad (6.6.14)$$

имеет размерность реактивной мощности, образованной взвешенной (с коэффициентом $1/k^3$) суммой реактивных мощностей отдельных гармоник. Здесь $\varphi_{н.k}$ – угол сдвига по фазе между одно-

именными гармониками напряжения на конденсаторе и тока нагрузки.

Для нахождения действующего значения тока через компенсирующий конденсатор получим уравнение относительно du/dt из (6.6.14) и после алгебраизации этого уравнения запишем

$$I_k = (C\bar{U}^{(-1)}) = f(U, (\bar{e}, i_n), K_{г.н}).$$

Скалярное произведение

$$(\bar{e}, i_n) = \frac{1}{\omega} \sum_k \frac{U_k I_{n(k)}}{k} \sin \varphi_{n(k)} \equiv Q_3 \quad (6.6.15)$$

опять имеет размерность реактивной мощности, но уже иной, чем (6.6.14). Отсюда следует, что использование какой-то универсальной, всеобщей реактивной мощности типа мощности Будеану

$$Q_B = \sum_k Q_k = \sum_k U_k I_k \sin \varphi_k$$

не представляется обоснованным, тем более, что эта мощность, как известно, не имеет ни физического смысла, ни расчетного приложения [115].

Итак, уже в случае энергосистемы с несинусоидальным током нагрузки различные парциальные «ущербы» от неактивной составляющей мощности нагрузки определяются различными парциальными реактивными мощностями системы, а не одной и той же реактивной мощностью по первой гармонике, как это было с синусоидальным током нагрузки. Причем для определения «ущерба» от несинусоидальности тока нагрузки здесь необходимо еще и знание интегрального коэффициента гармоник тока первого порядка (и высших порядков – в случае замещения линии электрической цепью порядка выше первого).

Подобными расчетами можно убедиться, что и в двух остальных типовых случаях энергосистемы (с несинусоидальным источником напряжения на входе) в отношении определения «ущерба» дело обстоит аналогичным образом (в части множества расчетных реактивных мощностей). Причем «ущербность» несинусоидального напряжения характеризуется здесь набором интегральных коэффициентов гармоник питающего напряжения.

Таким образом, в цепях с несинусоидальными энергопроцессами различные виды ущерба, связанные с искажением их формы, определяются различными выражениями, имеющими структуру

формул реактивных мощностей, которые можно назвать парциальными реактивными мощностями. При этом расчет парциальных реактивных мощностей при несинусоидальных формах энергопроцессов в цепи можно быстро сделать также прямым методом расчета энергетических показателей – методом АДУ, не требующим нахождения решения дифференциальных уравнений.

6.6.2. ПОДХОДЫ К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ПОЛНОЙ МОЩНОСТИ И ЕЕ СОСТАВЛЯЮЩИХ

В цепях с синусоидальными формами напряжения и тока определение активной и реактивной мощностей имеет очевидный физический смысл. Активная мощность P характеризует долю мгновенной мощности, которая может быть преобразована в другие виды энергии (тепловую, механическую, химическую, электромагнитную). Реактивная мощность Q характеризует обменную энергию между источником и нагрузкой, которая загружает цепь (создает потери в ней), но не может быть использована полезно. Векторное суммирование активной и реактивной составляющих тока (напряжения) в цепи приводит к геометрическому сложению активной и реактивной мощностей в результирующей мощности, называемой кажущейся или полной S :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = UI. \quad (6.6.16)$$

Вторая форма вычисления S через действующие значения напряжения и тока электротехнического устройства позволяет использовать полную мощность как расчетную величину для характеристики ресурсных затрат на конструктивную реализацию данного устройства. Условно можно считать, что действующее значение тока I определяет потери активной мощности в устройстве от протекания сквозного тока между входом и выходом, а действующее значение напряжения U – потери активной мощности от протекания тока между входными зажимами устройства (токи утечки изоляции, токи намагничивания катушек со стальными сердечниками), когда на выходе холостой ход. Иными словами, полная мощность характеризует суммарные затраты (в каком-то масштабе) ресурсов (меди, стали, изоляции) на реализацию устройства.

Определение реактивной и полной мощностей существенно упрощается, когда энергопроцессы в цепи становятся несинусоидальными [115–125]. Возникающее множество парциальных реактивных мощностей было рассмотрено выше. Вследствие этого сразу стала очевидной узость определения полной мощности через

активную мощность и какую-либо парциальную реактивную мощность в соответствии с первым равенством в выражении (6.6.16). В то же время видна и приближенность определения полной мощности через действующие значения напряжения и тока. Это связано с тем, что для высших гармоник тока в проводниках устройства теперь надо учитывать зависимость сопротивления проводника от частоты гармоник из-за эффекта вытеснения тока и эффекта близости. Часто эта зависимость сопротивления r_f от частоты f аппроксимируется выражением

$$r_f = r_{50} \sqrt{\frac{f}{50}} = r_{50} \sqrt{k}, \quad (6.6.17)$$

где r_{50} – сопротивление на частоте 50 Гц; k – номер гармоники тока I_k по отношению к частоте 50 Гц.

Теперь потери активной мощности в проводнике ΔP_{Cu} будут определяться не действующим значением тока, а величиной

$$\Delta P_{Cu} = \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2 r_f = r_{50} \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2 \sqrt{k} = r_{50} \sum_{k=1}^{\infty} (I_k k^{1/4})^2, \quad (6.6.18)$$

которая зависит от спектра тока и может существенно превосходить действующее значение тока [113].

Здесь интересно заметить, что последняя форма записи свидетельствует о возможности ее интерпретации как квадрата действующего значения производной тока степени $1/4$ при использовании понятий дробных степеней производных и интегралов [127]. И соответственно можно ввести *дифференциальный коэффициент гармоник тока порядка $1/4$*

$$\hat{K}_{г.т}^{(1/4)} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_k}{I_1} k^{1/4} \right)^2}. \quad (6.6.19)$$

Еще сложнее обстоит дело с определением потерь в магнитопроводе сердечника реакторов и трансформаторов, которые аппроксимируются выражением

$$\Delta P_{Fe} = \rho_c V_c K_c f^\alpha B_m^\beta, \quad (6.6.20)$$

где ρ_c – удельный вес материала сердечника, V_c – его объем; K_c – константа, зависящая от материала сердечника; B_m – предельная индукция.

Таблица 6.6.1

Значения параметров магнитопроводов

Материал	B_m	μ	ρ_c кг/дм ³	K_c	α	β
Порошковое Fe	2,1	4500	6	0,1–10	1,1	2
Si-сталь	2,0	10000	7,65	$0,5 \cdot 10^{-3}$	1,7	1,9
Сплав Ni–Mo	0,8	250	13	$5 \cdot 10^{-3}$	1,2	2,2
Феррит Mn–Zn	0,4	2000	4,8	$1,9 \cdot 10^{-3}$	1,24	2
Феррит Ni–Zn	0,3	400	4,8	$2,5 \cdot 10^{-3}$	1,6	2,3

Значения этих параметров для различных материалов сердечника приведены в табл. 6.6.1 [128, 129].

Результирующие потери в материале сердечника находятся по методу наложения (при неизменности физического механизма потерь энергии при разных частотах напряжения) путем расчета составляющих потерь от каждой гармоники приложенного напряжения и в общем случае не могут быть выражены через действующее значение приложенного напряжения. Результирующие потери также определяются некоторой расчетной величиной, полученной каким-то операторным преобразованием кривой приложенного напряжения.

В частном, но интересном для практики случае можно найти эту расчетную величину напряжения, если в выражении (6.6.20) положить для простоты $\alpha = 1,5$, $\beta = 2$, что близко к реальным значениям для Si-стали и Ni–Zn-феррита. Тогда после ряда преобразований выражение (6.6.20) можно привести к виду

$$\Delta P'_{Fe} = \rho_c V_c K_c f^{3/2} B_m^2 = K_1 U_1^2 \left[1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_k}{U_1 k^{1/4}} \right)^2 \right]. \quad (6.6.21)$$

В этом случае потери в сердечнике *определяются интегральным коэффициентом гармоник напряжения порядка 1/4*.

Потери в диэлектриках (конденсаторов, изоляторов) также нелинейно зависят от частоты и величины напряжения и, например, для косинусных конденсаторов, включаемых для улучшения коэффициента мощности, равны [130], если коэффициент диэлектрических потерь $\text{tg} \delta$ не зависит от частоты:

$$\Delta P_{di} = \omega C \text{tg} \delta \sum_{k=1}^{\infty} k U_k^2 = \omega C \text{tg} \delta U_1^2 \left[1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_k}{U_1} k^{1/2} \right)^2 \right] =$$

$$= \omega C \operatorname{tg} \delta \left[1 + \left(\bar{K}_r^{(1/2)} \right)^2 \right] U_1^2, \quad (6.6.22)$$

где $\bar{K}_r^{(1/2)} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_k}{U_1} k^2 \right)^2}$ — дифференциальный коэффициент гармоник напряжения порядка 1/2, что также соответствует понятию дробного дифференцирования [127].

Если коэффициент диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta$ линейно зависит от частоты, то потери в диэлектрике конденсатора будут равны

$$\Delta P'_{di} = \omega C \operatorname{tg} \delta \sum_{k=1}^{\infty} k^2 U_k^2 = \omega C \operatorname{tg} \delta U_1^2 \left[1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_k}{U_1} k \right)^2 \right], \quad (6.6.23)$$

т. е. определяются дифференциальным коэффициентом гармоник напряжения первого порядка.

Известно, что потери с учетом вытеснения тока от высших гармоник в асинхронных двигателях можно приближенно представить в виде [130]

$$\Delta P_{AD} = 2\Delta P_M K_{\Pi}^2 \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{U_k}{U_1 k^{3/4}} \right)^2 = 2\Delta P_M K_{\Pi}^2 \left[1 + \bar{K}_r^{(3/4)} \right]^2, \quad (6.6.24)$$

где K_{Π} — кратность пускового тока; ΔP_M — потери в меди обмоток на постоянном токе; $\bar{K}_r^{(3/4)}$ — интегральный коэффициент гармоник напряжения порядка 3/4.

Таким образом, вышесказанное демонстрирует возможность связать затраты ресурсов на выполнение электротехнических устройств, работающих при искаженных формах напряжения и тока, с действующими значениями какой-то функции от них в общем случае. Но эта возможность еще требует дальнейшего изучения и проверки. Поэтому сегодня для электротехнического оборудования, работающего в сети общего пользования 50 (60) Гц с практически синусоидальным напряжением ($K_r \leq 8\%$ по [44]) и с известными ограничениями на спектр потребляемого из сети тока [65], по-прежнему используют определение полной мощности

оборудования через произведение действующих значений напряжения и тока.

Основываясь на принятом определении полной мощности через произведение действующих значений напряжения и тока, можно связать ее с показателями качества несинусоидального напряжения и тока через следующие соотношения:

$$\begin{aligned} S &= UI = \sqrt{U_1^2 + U_{в.г}^2} \sqrt{I_1^2 + I_{в.г}^2} = \\ &= \sqrt{U_1^2 I_1^2 + U_1^2 I_{в.г}^2 + U_{в.г}^2 I_1^2 + U_{в.г}^2 I_{в.г}^2}, \end{aligned} \quad (6.6.25)$$

разделяя действующие значения напряжения и тока на геометрическую сумму действующих значений первой U_1, I_1 и высших $U_{в.г}, I_{в.г}$ гармоник, мгновенные значения которых ортогональны. Выразим полную мощность несинусоидальных энергопроцессов через полную мощность первых гармоник энергопроцессов и корректирующий множитель, учитывающий степень несинусоидальности процессов:

$$S = U_1 I_1 \sqrt{1 + K_{г.т}^2 + K_{г}^2 + K_{г}^2 K_{г.т}^2} = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + S_{н}^2}, \quad (6.6.26)$$

где $K_{г}, K_{г.т}$ — соответственно коэффициенты гармоник напряжения и тока;

$$\begin{aligned} S_{н} &= \sqrt{(U_1 I_{в.г})^2 + (U_{в.г} I_1)^2 + (U_{в.г} I_{в.г})^2} = \\ &= S_1 \sqrt{K_{г.т}^2 + K_{г}^2 + (K_{г} K_{г.т})^2} \end{aligned} \quad (6.6.27)$$

— мощность искажения; P_1, Q_1 — активная и реактивная мощности по первой гармонике.

Рабочая группа по несинусоидальным режимам международного института IEEE рекомендует подобную декомпозицию полной мощности для практических вычислений и измерений [121].

Еще одна проблема возникает при определении полной мощности для трехфазной сети. В настоящее время получили распространение следующие варианты ее вычисления:

а) арифметическая полная мощность

$$S_A = S_a + S_b + S_c; \quad (6.6.28)$$

б) векторная полная мощность

$$S = \sqrt{(P_a^2 + P_b^2 + P_c^2) + (Q_a^2 + Q_b^2 + Q_c^2)}; \quad (6.6.29)$$

в) системная полная мощность

$$S = \sqrt{2} U_3 I_3, \quad (6.6.30)$$

где

$$I_3 = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + \rho I_0^2}{3}} \quad (6.6.31)$$

– эквивалентный ток, $\rho = r_n / r$ – отношение сопротивления нейтрального провода к сопротивлению фазного провода;

– эквивалентное напряжение в трехпроводной системе

$$U_3 = \sqrt{\frac{U_{ab}^2 + U_{bc}^2 + U_{ca}^2}{3}}; \quad (6.6.32)$$

– эквивалентное напряжение в четырехпроводной системе (с нулевым проводом)

$$U_3 = \sqrt{\frac{U_{an}^2 + U_{bn}^2 + U_{cn}^2 + U_{ab}^2 + U_{bc}^2 + U_{ca}^2}{4}}. \quad (6.6.33)$$

Опрос пятидесяти региональных потребителей электроэнергии США и Канады, проведенный рабочей группой по несинусоидальным ситуациям Международной организации IEEE [120], показал, что определением арифметической и векторной полных мощностей пользуются по 22 % опрошенных, только 4 % используют определение полной мощности по выражению (6.6.30), а еще 6 % используют для определения полной мощности фазы «инструментально» основанное ее определение через средние по модулю напряжение U_{cp} и ток I_{cp} фазы:

$$S_a = 1,11^2 U_{cp} I_{cp}. \quad (6.6.34)$$

Некоторые пользователи применяют несколько определений (измерений) полной мощности, но 48 % опрошенных вообще не ответили на запрос.

Таким образом, сегодня нет общепринятого способа определения (измерения) полной мощности в трехфазной цепи. Если для случая синусоидальной симметричной трехфазной цепи все способы дают одинаковый результат, то в случае несбалансированных, несимметричных трехфазных цепей разные способы определения полной мощности дадут различающиеся результаты в процедуре

измерения на их основе. Это связано с различными физическими предпосылками, используемыми при выводе формул полной мощности.

Арифметическая полная мощность характеризует максимальную активную мощность, которую можно получить от питающей сети при заданных действующих значениях ее фазных напряжений и токов в соединительных проводах.

Системная полная мощность характеризует максимальную активную мощность, переданную от источника в приемник при одинаковом термическом воздействии на провода и изоляцию.

Проведенное исследование зависимости нормализованных потерь активной мощности в трехфазной цепи от квадрата нормализованной полной мощности, определенной по разным формулам, показало линейную зависимость этих потерь только от системной полной мощности [124].

В случае же несинусоидальных форм напряжений и токов трехфазной цепи определения полной мощности будут еще более множественными, в зависимости от ее критерия и вида электро-технического устройства, для которого она определяется.

6.6.3. СПОСОБЫ РАЗЛОЖЕНИЯ МГНОВЕННОЙ МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

Обоснование использования мгновенной мощности и преобразования координат. Рассмотренное выше разложение полной мощности на ее составляющие (6.6.26) основывалось на интегральных значениях (как правило, на действующих) соответствующих составляющих напряжений и токов. Использование этих составляющих целесообразно при выполнении расчетов электрических режимов, выборе реальных элементов цепи, измерении характеристик электрической энергии. Операция усреднения при определении действующего значения функции за период вносит некоторую задержку в получение результата. Поэтому использование интегральных значений токов и напряжений для целей управления электрическими режимами (стабилизация, регулирование по программе) осложняется при требовании высокой динамики регулирования. В этих случаях для управления составляющими полной мощности более эффективно использование их дефиниции через соответствующие составляющие мгновенной мощности, находящиеся (наблюдаемые) в реальном времени.

Ниже рассматриваются *разложения мгновенной мощности в трехфазных цепях*, которые находят применение прежде всего в

системах управления компенсаторами неактивных составляющих полной мощности (гл. 11, 13) и преобразователях частоты для электропривода.

Особенностью трехфазной системы напряжений u_a, u_b, u_c и токов i_a, i_b, i_c в трехпроводной системе (без нулевого провода) является взаимозависимость фазных переменных, так как они связаны уравнениями

$$u_a + u_b + u_c = 0, \quad (6.6.35a)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (6.6.35b)$$

Другими словами, из трех переменных только две являются независимыми, а значение третьей определяется в соответствии с уравнением связи (6.6.35). Эта специфика трехфазной системы затрудняет формирование и регулирование фазных переменных в трехфазных по выходу устройствах силовой электроники (автономных инверторах, непосредственных преобразователях частоты, регуляторах переменного напряжения, компенсаторах неактивных составляющих полной мощности), хотя может использоваться и позитивно в ряде алгоритмов управления трехфазными преобразователями [21], когда активно управляются в любой момент времени только две фазы преобразователя.

Для получения независимого управления выходными переменными преобразователей обычно для отдельного (несвязанного) регулирования активных и реактивных составляющих напряжений, токов и мощностей связанную трехфазную систему переменных преобразуют в двухфазную с независимыми переменными.

Различают следующие двухфазные системы: α, β -систему (неподвижную систему координат); d, q -систему (синхронно вращающуюся систему координат); x, y -систему (систему координат, вращающуюся с произвольной скоростью) и несвязанные трехфазные системы, из которых обычно применяют систему симметричных составляющих.

Преобразование к α, β -осям. Формулы преобразования фазных переменных трехфазной системы в α, β -двухфазную имеют вид

$$\begin{vmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{vmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{vmatrix}, \quad (6.6.36)$$

$$\begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} \quad (6.6.37)$$

или в обобщенной матричной форме

$$\mathbf{x}_\alpha = K_{\alpha\alpha} \mathbf{M}_{\alpha\alpha} \mathbf{y}_\alpha, \quad (6.6.38)$$

где $\mathbf{x}_\alpha = (x_\alpha, x_\beta)$ при x , равном u или i , – вектор выхода α, β -преобразования; $\mathbf{y}_\alpha = (y_a, y_b, y_c)$ при y , равном u или i , – вектор входа α, β -преобразования; $\mathbf{M}_{\alpha\alpha}$ – матрица преобразования от трехфазных переменных к двухфазным α, β -переменным; $K_{\alpha\alpha}$ – коэффициент, задающий вид инвариантности при преобразовании (обычно инвариантность нормы вектора, мощности и т.п.).

Мгновенное значение действительной мощности в системе координат (α, β) определяют как сумму скалярных произведений одноименных составляющих напряжений и токов и разлагают на постоянную \bar{p} и переменную \tilde{p} составляющие:

$$p = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta = \bar{p} + \tilde{p}. \quad (6.6.39)$$

Вводится также мгновенная мнимая мощность [122] через сумму векторных произведений разноименных составляющих напряжений и токов, модуль которой также может быть разделен на постоянную \bar{q} и переменную \tilde{q} составляющие:

$$q = u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha = \bar{q} + \tilde{q}. \quad (6.6.40)$$

Эти два скалярных уравнения можно объединить в одно матричное уравнение

$$\begin{vmatrix} p \\ q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix}. \quad (6.6.41)$$

Возможна и другая форма этого уравнения

$$\begin{vmatrix} p \\ q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{vmatrix}. \quad (6.6.42)$$

Если формула (6.6.41) удобна для анализа трехфазных систем с источниками напряжения, то формула (6.6.42) удобна для анализа трехфазных систем с источниками тока (инверторов тока, преобразователей частоты в режиме источников тока).

Для целей управления преобразователями необходимо иметь еще и обратные зависимости, т. е. токов и напряжений от мгновенных мощностей. Из формулы (6.6.41) можно получить

$$\begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} p \\ q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} p \\ 0 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} 0 \\ q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{vmatrix}, \quad (6.6.43)$$

а из формулы (6.6.42) аналогично

$$\begin{vmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} p \\ q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} p \\ 0 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} 0 \\ q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} u_{\alpha p} \\ u_{\beta p} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} u_{\alpha q} \\ u_{\beta q} \end{vmatrix}. \quad (6.6.44)$$

Последние члены равенств в этих двух последних формулах представляют собой условное разложение α , β -компонент двухфазной системы на действительную и мнимую составляющие, что удобно для построения регуляторов активных фильтров, как будет показано в п. 13.4.3.

Так, из уравнения (6.6.43) вытекает следующее разделение α -составляющей тока с учетом (6.6.39) и (6.6.40):

$$i_\alpha = \frac{u_\alpha}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \bar{p} + \frac{u_\alpha}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \tilde{p} + \frac{u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \bar{q} + \frac{u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \tilde{q}. \quad (6.6.45)$$

Первое слагаемое здесь представляет собой мгновенное значение активного тока основной гармоники, третье слагаемое – мгновенное значение реактивного тока основной гармоники, сумма второго и четвертого слагаемых – мгновенное значение высших гармоник тока, а также субгармоник и гармоник обратной последовательности фаз, т. е. мгновенное значение аномальной составляющей тока (см. п. 6.2.3). Такая декомпозиция тока нагрузки позволяет избирательно исключать из него нежелательные неактивные составляющие путем добавления в сеть (с помощью активного фильтра) таких же, но противофазных составляющих токов (см. разд. 11.2).

Таким образом, рассмотренное разложение кривой мгновенной мощности целесообразно использовать для построения регуляторов отдельных составляющих или всей неактивной составляющей мгновенной мощности в активных фильтрах тока или напря-

жения, но трудно применить для построения дефиниций реактивной мощности, так как введенная мгновенная мнимая мощность не имеет очевидного физического смысла.

Преобразование к другим координатам. Наряду с α , β -преобразованием используется и преобразование к d , q -координатам двухфазной системы, вращающимся с синхронной скоростью. Это преобразование удобно тем, что в нем синусоидальные фазные переменные преобразуются в постоянные составляющие в новых координатах, которые пропорциональны активной и реактивной (синусной и косинусной) составляющим исходной синусоиды. Для таких сигналов легче строить регуляторы в соответствии с методами классической теории автоматического управления.

К d , q -координатам проще всего перейти от α , β -координат с помощью следующего матричного преобразования $M_{\alpha d}$:

$$\begin{vmatrix} i_d \\ i_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix}. \quad (6.6.46)$$

Применив такое же преобразование к напряжениям, можно затем определить p , q -составляющие мгновенной мощности с точностью до обозначений, аналогичных (6.6.41) и (6.6.42), а затем через них определить и d , q -составляющие токов и напряжений в форме, подобной (6.6.43) и (6.6.44), с точностью до замены индексов α , β на индексы d , q соответственно. Опорные сигналы $\cos \omega t$ и $\sin \omega t$ должны генерироваться синхронно с частотой напряжения сети.

Обратный переход от d , q -составляющих к фазным переменным осуществляется следующим образом:

$$\begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} i_d \\ i_q \end{vmatrix}. \quad (6.6.47)$$

Если доминирующим видом некачественности (анормальности) энергетических процессов в цепи является несимметрия, то рациональна декомпозиция токов и напряжений на симметричные составляющие. Метод симметричных составляющих разработан применительно к синусоидальным функциям, поэтому при нали-

чи множества гармоник в спектре несинусоидальных функций необходимо применение метода для каждой трехфазной системы гармоник, что потребует больших вычислительных ресурсов. Правда, по мере расширения применения цифровых сигнальных процессоров (DSP) в управлении указанная особенность метода симметричных составляющих перестает быть определяющей.

Переход от синусоидальных фазных переменных трехфазной системы при представлении их в векторной форме $\dot{I}_a, \dot{I}_b, \dot{I}_c$ к векторам симметричных составляющих $\dot{I}_+, \dot{I}_-, \dot{I}_0$ осуществляется таким образом:

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_+ \\ \dot{I}_- \\ \dot{I}_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{pmatrix} \quad (6.6.48)$$

($a = e^{j2\pi/3}$ – оператор поворота). Обратный переход имеет вид

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_+ \\ \dot{I}_- \\ \dot{I}_0 \end{pmatrix}. \quad (6.6.49)$$

В ряде случаев более удобным может быть известное получение значений активных и реактивных составляющих токов прямой и обратной последовательностей через α, β -составляющие путем преобразования

$$\begin{pmatrix} i_{+a} \\ i_{+p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}, \quad (6.6.50)$$

$$\begin{pmatrix} i_{-a} \\ i_{-p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t \\ \cos \omega t & -\sin \omega t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}. \quad (6.6.51)$$

Если i_α и i_β – чисто гармонические функции, то полученные значения активных и реактивных составляющих прямой (+) и обратной (–) последовательностей будут постоянными величинами. Если же i_α и i_β – несинусоидальные функции, то полученные после преобразования новые переменные будут содержать постоянные составляющие и пульсации. Последние можно отделить, усреднив

полученные новые переменные за период опорного сигнала ($T = 2\pi/\omega$).

Мгновенные значения активных и реактивных составляющих прямой и обратной последовательностей получаются умножением выделенных постоянных составляющих на соответствующие единичные опорные сигналы.

Разложив подобным образом и напряжения трехфазной системы, можно затем определить мгновенную мощность трехфазной системы и разложить ее в свою очередь на характерные составляющие, обусловленные наличием прямой, обратной и нулевой последовательностей в токах и напряжениях. В связи с неортогональностью компонент прямой и обратной последовательностей в мгновенной мощности появляется составляющая от их взаимодействия, не имеющая очевидного физического смысла. Поэтому подобное разложение особенно удобно в применении для случаев с синусоидальным током или несинусоидальным током при синусоидальном напряжении.

Известно определение составляющих p , q -теории мгновенной мощности через фазные переменные без преобразования к двухфазным координатам.

Для трехфазной в общем случае четырехпроводной электрической системы вводятся мгновенные пространственные векторы напряжения и тока в трехмерной ортогональной системе, представляющей фазы a , b и c :

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (6.6.52)$$

В этом пространстве определяются скалярное и векторное произведения указанных векторов:

$$p = \mathbf{u} \cdot \mathbf{i} = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c,$$

$$\mathbf{q} = \mathbf{u} \times \mathbf{i} = \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{vmatrix} u_b & u_c \\ i_b & i_c \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} u_c & u_a \\ i_c & i_a \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} u_a & u_b \\ i_a & i_b \end{vmatrix} \end{bmatrix}. \quad (6.6.53)$$

Здесь скаляр p представляет мгновенную активную мощность, а вектор \mathbf{q} – мгновенную реактивную (всю неактивную) мощность трехфазной цепи. Величина (норма) вектора равна

$$q = \sqrt{q_a^2 + q_b^2 + q_c^2}. \quad (6.6.54)$$

Через эти величины определяются по аналогии с p, q -теорией, только уже через фазные переменные, мгновенный активный вектор тока

$$\mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \frac{p}{\mathbf{u} \cdot \mathbf{u}} \mathbf{u}, \quad (6.6.55)$$

мгновенный реактивный вектор тока

$$\mathbf{i}_q = \begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{q}}{\mathbf{u} \cdot \mathbf{u}} \mathbf{u}, \quad (6.6.56)$$

а также мгновенная полная мощность s и мгновенный коэффициент мощности

$$s = ui, \quad \chi = \frac{p}{s}, \quad (6.6.57)$$

где $u = \|\mathbf{u}\| = \sqrt{u_a^2 + u_b^2 + u_c^2}$ и $i = \|\mathbf{i}\| = \sqrt{i_a^2 + i_b^2 + i_c^2}$ – мгновенные величины (нормы) векторов трехфазного напряжения и тока.

Таким образом, в рассмотренном обобщении p, q -теории мгновенная активная мощность p характеризует мощность, идущую в нагрузку (активную и реактивную), а мгновенная реактивная мощность q – взаимобмен мощностями между фазами без передачи активной мощности, так как $\mathbf{u} \cdot \mathbf{i}_q = 0$. Компенсация этой мощности активным фильтром возможна по той же технологии, что и составляющих мгновенной мнимой мощности в p, q -теории. Введение мгновенного значения коэффициента мощности позволяет оценивать степень компенсации не только в статике, но и в динамике.

Общие заключения по проблемам теории мощности в цепях с несинусоидальными напряжениями и токами сводятся

к следующему. Во-первых, развитие теории мощности идет в основном по двум направлениям: а) интегральному определению полной мощности и ее составляющих, необходимых для проведения расчетов; б) декомпозиции мгновенной мощности на составляющие, что необходимо для решения задач активной фильтрации (компенсации) неактивных составляющих полной мощности. В связи с многоаспектностью проблемы и многомерностью математических моделей несинусоидальных энергопроцессов решения обычно многоальтернативны, что дает богатый материал для изучения, сопоставления альтернатив и их дальнейшего развития.

ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

1. Попытка комплексного рассмотрения всех аспектов электромагнитной совместимости содержалась в законе об электромагнитной совместимости, принятом Государственной Думой в конце 1999 г., но пока отклоненном президентом РФ.

2. Принятыми законами определена необходимость сертификации качества электрической энергии.

3. Странами Европейского сообщества установлен знак сертификации оборудования на электромагнитную совместимость, который должен наноситься на корпус оборудования и подтверждаться соответствующим сертификатом.

4. Стандарт на качество электрической энергии России (ГОСТ 13109-97) не содержит норм качества тока потребителя, которые уже давно введены в международные (МЭК, IEEE) и европейские (CENELEC) стандарты. Но в 1999, 2000 гг. в России дополнительно приняты около 40 стандартов по электромагнитной совместимости, в том числе 25 введены впервые с 2001, 2002 гг. Наконец в 2002 г. введен отдельный стандарт на эмиссию гармонических составляющих тока технических средств, потребляющих ток в фазе не более 16 А.

5. Теперь требования по электромагнитной совместимости должны включаться в технические задания на разработку новых технических систем и содержать номенклатуру параметров ЭМС, их численные значения и методы измерений.

6. Жесткие требования стандартов по помехоэмиссии гармоник потребляемого из сети тока однофазными техническими средствами до мощности 3,5 кВА и трехфазными техническими средствами с мощностью до 10,5 кВА диктуют необходимость разработки и применения новых технических решений вентильных преобразователей с улучшенной электромагнитной совместимостью с питающей сетью (см. разд. 3.11, 13.4), а также создания новой подотрас-

ли промышленности устройств силовой электроники – производства компенсаторов неактивных составляющих полной мощности (см. гл. 11).

7. Необходимо дальнейшее развитие теории различных аспектов электромагнитной совместимости, начиная от теории мощности при несинусоидальных процессах до теории помехоэмиссии и помехоустойчивости устройств силовой электроники. Требуется также комплексное решение вопроса о стандартизации терминологии в области несинусоидальных электромагнитных процессов и электромагнитной совместимости.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1.1. Из каких составляющих складывается электромагнитная совместимость в электротехнике?

1.2. Какие показатели качества электроэнергии определяются электроснабжающей стороной?

1.3. Какие показатели качества электроэнергии определяются электропотребляющей организацией?

1.4. Чем определяется предельная мощность вентильного преобразователя, подключаемого к питающей сети?

2.1. По каким воздействиям определяется кондуктивная помехоустойчивость электротехнического оборудования?

2.2. По каким воздействиям определяется индуктивная помехоустойчивость электротехнического оборудования?

2.3. По каким видам помех определяется индуктивная помехоэмиссия из систем?

2.4. По каким видам помех определяется кондуктивная помехоэмиссия из систем?

2.5. Каким способом адекватно определяются среди потребителей электроэнергии виновники искажения формы напряжения сети?

2.6. Какими нормативами определяются показатели качества электроэнергии в автономных системах электроснабжения?

2.7. Чем обусловлено наличие множества парциальных реактивных мощностей при несинусоидальных энергопроцессах?

2.8. Чем объясняется наличие нескольких способов определения полной мощности трехфазной системы?

2.9. Какое определение полной мощности несимметричной трехфазной системы соответствует критерию передачи максимальной активной мощности при одинаковом тепловом эффекте от потерь?

2.10. Какое определение соответствует системной полной мощности трехфазной сети?

2.11*. От каких параметров нескольких потребителей зависит их парциальное обратное влияние на питающую сеть?

2.12. Каковы пути улучшения электромагнитной совместимости вентильных преобразователей с питающей сетью?

УПРАЖНЕНИЯ

1. К источнику переменного напряжения, содержащему 300 В амплитуды первой гармоники (50 Гц), 20 В амплитуды пятой гармоники и 15 В амплитуды седьмой гармоники напряжения, и с собственным индуктивным реактансом 2 Ом подключены параллельно сопротивление $R = 40$ Ом, индуктивность 0,1 Гн и однофазная мостовая схема выпрямления с током $I_d = 10$ А и $\gamma = 20^\circ$ при α варьируемом. Определить коэффициент искажения синусоидальности напряжения в сети в функции угла α , представляя выпрямитель источником тока заданной формы.

2. К источнику сетевого напряжения (см. упражнение 1) присоединен тот же выпрямитель параллельно с компенсирующим конденсатором на входе. Определить локальные вклады источника и потребителя в общее искажение напряжения сети.

3. К источнику сетевого напряжения (см. упражнение 1), но без высших гармоник подключены два управляемых однофазных мостовых выпрямителя с токами $I_d = 10$ А и $I_d = 15$ А и $\gamma = 20^\circ$ у обеих схем. Определить локальные вклады потребителей в общее искажение напряжения сети.

4*. Построить схему 24-фазного выпрямителя, определить форму его входного тока и дифференциальный коэффициент гармоник тока в функции угла коммутации γ , считая линейным закон изменения тока на интервале коммутации.

5. Определить реактивные мощности конденсаторов, работающих в цепи с несинусоидальным напряжением и в цепи с несинусоидальным током.

6. Определить потери в активном сопротивлении 1 Ом при протекании симметричного треугольного тока амплитудой 1 А без учета и с учетом эффекта вытеснения тока.

7. Определить степень различия определения по разным формулам полной мощности трехпроводной симметричной трехфазной системы напряжений от степени несимметрии активно-индуктивной нагрузки по фазам.

8*. Определить степень различия определения по разным формулам полной мощности четырехпроводной симметричной трехфазной системы напряжений от степени несимметрии активно-индуктивной нагрузки.



ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ

Ясно, как простая гамма.

А.С. Пушкин

Рассмотренные в гл. 2, 3 вентильные преобразователи с выходом на постоянном токе получают на входе электроэнергию от источника переменного напряжения, в качестве которого обычно используются синхронные генераторы. В то же время имеется множество первичных источников электроэнергии, которые вырабатывают ее в виде постоянного напряжения. Это и солнечные батареи, работающие на основе фотоэффекта, и термоэлектрогенераторы, и магнитогидродинамические (МГД) генераторы, и топливные элементы, использующие энергию химических реакций, и аккумуляторы как источники запасенной электроэнергии, и, наконец, электромашинные генераторы постоянного напряжения. Для приведения постоянных напряжений этих источников к требуемому уровню, его стабилизации или (и) регулирования требуются преобразователи постоянного напряжения в постоянное (ОТ-ОТ).

Ниже рассмотрены базовые схемы таких преобразователей, осуществляющие прямое (однокаскадное) преобразование постоянного напряжения в постоянное без использования какого-либо промежуточного (многокаскадного) преобразования, например, постоянного напряжения в переменное (первый каскад) с последующим преобразованием переменного напряжения в постоянное (второй каскад). Такие составные преобразователи проанализированы в гл. 13 нашего учебника.

Можно выделить четыре типа базовых схем преобразователей постоянного напряжения в постоянное:

– с широтно-импульсным (временным) регулированием (разд. 7.1);

- с управляемым обменом энергии реактивных элементов (разд. 7.2);
- с использованием резонансных явлений LC-контуров (разд. 7.3);
- с дозированной передачей энергии в нагрузку (разд. 7.4).

7.1. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

7.1.1. СХЕМЫ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Строго говоря, *широотно-импульсные преобразователи постоянного напряжения* преобразуют постоянное напряжение в импульсное, среднее значение которого (т.е. его постоянную составляющую, выделяемую в нагрузке фильтрами) можно регулировать. Выходное напряжение таких преобразователей (до выходного фильтра) может иметь вид однополярных (*а*) или двухполярных (*б*) импульсов (рис. 7.1.1).

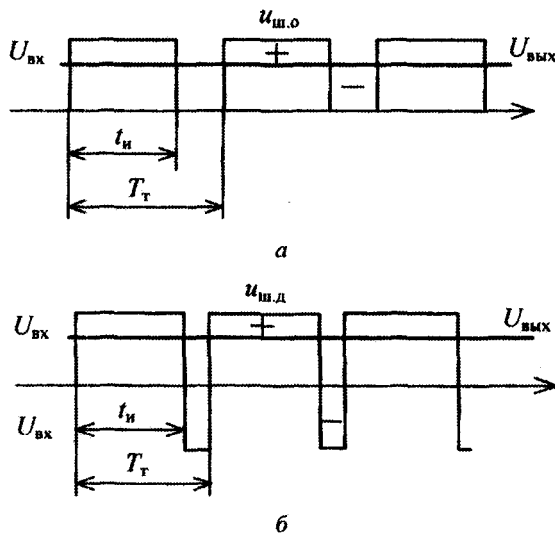


Рис. 7.1.1

Частота дискретизации зависит от динамических свойств вентиля, на которых выполнен преобразователь. В связи с постоянным напряжением на входе преобразователя естественная комму-

тация вентиляей невозможна, что требует выполнения его на вентилях с полным управлением (запираемые тиристоры, транзисторы). GTO-тиристоры допускают частоту переключений до 1 кГц, IGBT-транзисторы – примерно до 10 кГц, полевые транзисторы – примерно до 1000 кГц и выше. Очевидно, что частота коммутации определяет возможную скорость регулирования параметров преобразованной энергии и габариты реактивных элементов.

Регулировочная характеристика широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения – зависимость относительного среднего значения его выходного напряжения (в долях среднего значения входного) от относительной длительности импульса напряжения на выходе. Эта длительность положительного (отрицательного) импульса напряжения определяется по отношению к периоду следования импульсов, называемому *длительностью такта* T_T . В соответствии с рис. 7.1.1, а уравнение регулировочной характеристики широтно-импульсного преобразователя с однополярными импульсами (*однополярная модуляция*), определяющее степень регулирования среднего значения выходного напряжения, имеет вид

$$C_{ш.о} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{T_T} \int_0^{T_T} U_{ш.д} dt = \frac{1}{U_{\text{ВХ}} T_T} \int_0^{t_u} U_{\text{ВХ}} dt = \frac{t_u}{T_T} = t_u^* \quad (7.1.1)$$

Уравнение регулировочной характеристики ШИП с *двухполярной модуляцией* (рис. 7.1.1, б) получаем аналогично:

$$\begin{aligned} C_{ш.д} &= \frac{1}{U_{\text{ВХ}}} \frac{1}{T} \int_0^T U_{ш.д} dt = \frac{1}{U_{\text{ВХ}}} \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_u} U_{\text{ВХ}} dt + \int_{t_u}^{T_T} (-U_{\text{ВХ}}) dt \right] = \\ &= \frac{2t_u - T_T}{T_T} = 2t_u^* - 1. \end{aligned} \quad (7.1.2)$$

При однополярной модуляции $0 \leq C_p < 1$, при двухполярной $-1 \leq C_p \leq 1$, т.е. имеется возможность изменения знака (реверса) напряжения на выходе преобразователя.

Простейшая базовая схема ШИП показана на рис. 7.1.2, а. В схеме возможна только однополярная модуляция. При включении транзистора VT_1 (в режиме ключа, см. п. 1.3.1) на выходе формируется положительный импульс напряжения. При выключении транзистора VT_1 в режиме нулевого вентиля (см. разд. 2.2.) включается диод VD_1 , замыкая через себя ток нагрузки в случае наличия в цепи

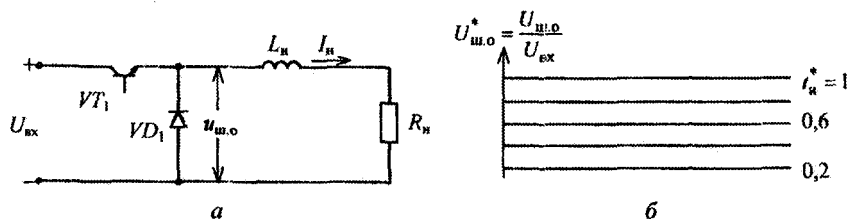


Рис. 7.1.2

нагрузки индуктивности (собственной или фильтра). В этом интервале формируется нулевая пауза напряжения на нагрузке.

Так как в этой схеме напряжение и ток на выходе могут иметь только одну полярность, внешние характеристики ШИП, показывающие зависимость среднего значения выходного напряжения от среднего значения выходного тока при постоянной относительной длительности импульса t_n^* , будут одноквadrантными. При допущении идеальности элементов ШИП внешние характеристики будут параллельными горизонтальными прямыми, как показано на рис. 7.1.2, б.

Формы напряжений и токов всех элементов схемы приведены на рис. 7.1.3. Здесь последовательно по диаграммам представлены:

- напряжение и ток на выходе ШИП при $L_n = \infty$;
- напряжение на индуктивности нагрузки (фильтра);
- ток через транзистор VT_1 и напряжение на нем;
- ток через диод VD_1 и напряжение на нем.

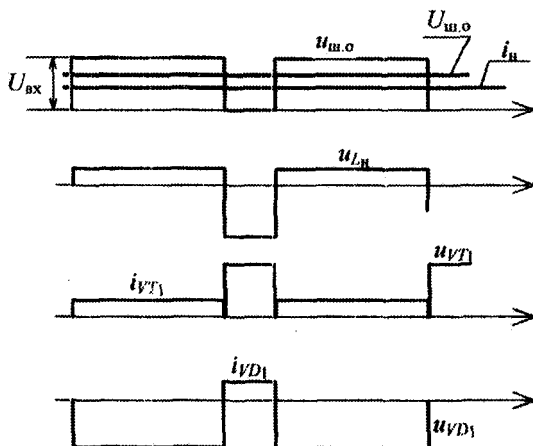


Рис. 7.1.3

Работа вентилялей в ШИП имеет следующие особенности:

- ничем не ограниченные скорости нарастания (скачки) токов в вентилялях;
- ничем не ограниченные скорости нарастания прямого напряжения на вентилялях;
- отсутствие на управляемых вентилялях обратного напряжения.

Первые две особенности определяют высокие динамические потери мощности в вентилялях, так как реальные вентиляля характеризуются конечными временами включения и выключения, что приводит к выделению при этом пиковой мощности потерь. Последняя особенность подтверждает невозможность выполнения ШИП на вентилялях с неполным управлением.

Чтобы изменять направление тока в нагрузке (реверсировать его), необходимо дополнить схему простого ШИП, представленного на рис. 7.1.2, а, вторым простым ШИП (VT_2 , VD_2), включенным встречно-параллельно нагрузке, как показано на рис. 7.1.4, а. Такой преобразователь будем называть *реверсивным по току ШИП*.

При этом, если нагрузкой является противоЭДС (например, якорной цепи машины постоянного тока), то возможен ее генераторный режим (отдача, а не потребление энергии). Ток обратного направления в противоЭДС будет протекать через транзистор VT_2 при его включении и через диод VD_2 при выключенном транзисторе VT_2 , передавая энергию из противоЭДС выходной цепи в источник входного напряжения. Внешние характеристики такого ШИП будут располагаться в двух квадрантах, как показано на рис. 7.1.4, б.

Схема ШИП на рис. 7.1.5, а обеспечивает двухполярную модуляцию с пассивным формированием отрицательного импульса напряжения на нагрузке и однонаправленным током в ней.

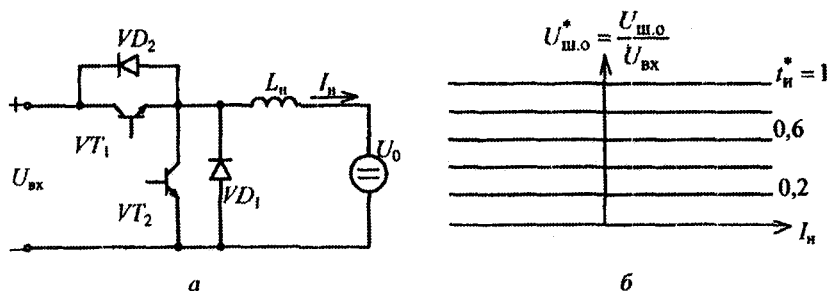


Рис. 7.1.4

Действительно, при выключении транзистора VT_1 протекание тока в нагрузке, содержащей индуктивность, обеспечивается естественным включением диода VD_1 за счет ЭДС самоиндукции индуктивности нагрузки, стремящейся поддержать прежнее направление протекания тока в нагрузке до следующего включения транзистора VT_1 .

На рис. 7.1.5, б показана схема реверсивного ШИП, который образован встречно-параллельным включением по выходу двух ячеек, выполненных по схеме, представленной на рис. 7.1.5, а. Здесь активно формируется импульс напряжения отрицательной полярности на нагрузке, так как в случае спада до нуля тока нагрузки, протекающего через диод VD_1 на интервале выключения транзистора VT_1 , включается транзистор VT_2 , сохраняющий тот же отрицательный потенциал на нагрузке до очередного включения транзистора VT_1 . Такая схема ШИП обеспечивает реверс напряжения и тока в нагрузке. Это означает, что внешние характеристики такого ШИП будут расположены во всех четырех квадрантах, как

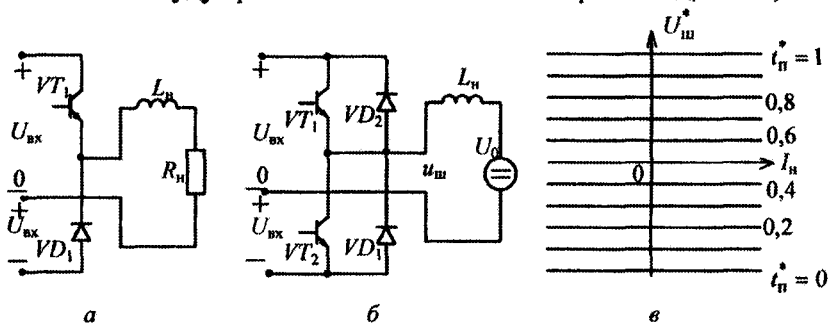


Рис. 7.1.5

показано на рис. 7.1.5, в. Получился универсальный источник постоянного напряжения по выходу, дающий двухполярное выходное напряжение ШИП, но требующий наличия средней точки у источника входного напряжения. Такой преобразователь будем называть *реверсивным ШИП по полумостовой схеме*.

Наконец, схемы ШИП, представленные на рис. 7.1.6, а, б, являются универсальными по способам широтно-импульсной модуляции. Однополярная модуляция в схеме (рис. 7.1.6, а) реализуется за счет включения на интервале паузы соответствующего транзистора (VT_3 или VT_4), выполняющего функции нулевых вентилей при любом направлении тока в нагрузке. Любая полярность импульса напряжения на выходе ШИП по мостовой схеме (рис. 7.1.6, б) дости-

гается включением вентилялей соответствующей диагонали моста (VT_2, VT_3 или VT_1, VT_4), а нулевая пауза в выходном напряжении – включением вентилялей одной группы (катодной VT_1, VT_3 или анодной VT_2, VT_4). Это схемы реверсивных ШИП по полумостовой схеме с нулевыми вентилями – первая и по мостовой схеме – вторая. Обе схемы имеют четырехквadrантные внешние характеристики.

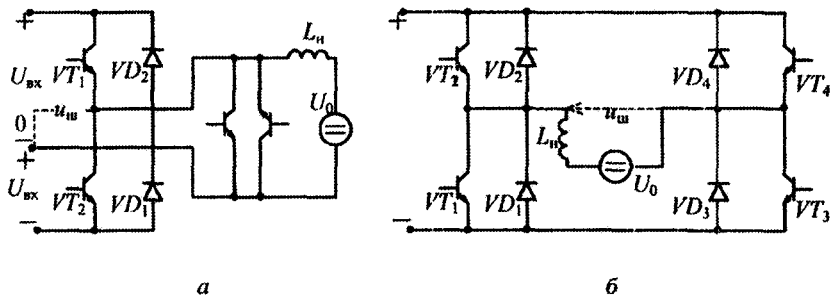


Рис. 7.1.6

Последнее обстоятельство, обеспечивающее получение в нагрузке любых четырех сочетаний полярностей напряжения и тока, позволяет формировать в ней и чисто переменный ток.

Таким образом, этот ток рассматривается как периодически реверсируемый постоянный (однонаправленный). Поэтому схемы, приведенные на рис. 7.1.5, б и 7.1.6, являются и преобразователями постоянного тока в переменный (ОТ-ДТ), которые называются *автономными инверторами напряжения* и рассматриваются в гл. 8.

Электромагнитные параметры элементов ШИП через заданные средние значения выходного напряжения и тока можно рассчитать с помощью временных диаграмм мгновенных значений напряжений и токов, построенных для простейшей схемы ШИП (см. рис. 7.1.3).

Среднее значение тока транзистора с использованием понятия скважности (см. разд. 2.1) вычисляется как

$$I_T = I_n t_n^*$$

Действующее значение тока транзистора

$$I_{T.d} = I_n \sqrt{t_n^*}$$

Максимальное значение тока транзистора $I_{max} = I_n$.

Максимальная величина прямого напряжения транзистора (обратного напряжения диода)

$$U_{b \max} = U_{\text{вх}}.$$

Среднее значение тока нулевого вентиля

$$I_{VD} = I_n (1 - t_n^*),$$

его действующее значение

$$I_{VDd} = I_n \sqrt{1 - t_n^*}.$$

Установленные мощности транзистора (при $t_n^* \rightarrow 0$) и диода (при $t_n^* \rightarrow 1$)

$$S_{VT}^* = S_{VD}^* = U_{\text{вх}} I_n / P_n = 1.$$

Относительная величина действующего значения k -й высшей гармоники в спектре выходного напряжения ШИП

$$\begin{aligned} U_{\text{ш}(k)}^* &= \frac{U_{\text{ш}(k)}}{U_n} = \frac{1}{U_n} \frac{1}{T_T} \frac{4}{\sqrt{2}} \int_0^{t_n^*/2} U_{\text{вх}} \cos k\omega_T t^* = \\ &= \frac{1}{t_n^*} \frac{\sin k\omega_T (t_n^*/2)}{T_T k\omega_T} 2\sqrt{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\sin k\omega_T (t_n^*/2)}{kt_n^*}. \end{aligned} \quad (7.1.3)$$

Такой же относительный состав гармоник будет у входного тока ШИП.

Тогда интегральные коэффициенты гармоник выходного напряжения q -го порядка

$$\bar{K}_T^{(q)} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{\sin k\omega_T (t_n^*/2)}{kk^q} \right)^2} \frac{2\sqrt{2}}{\pi t_n^*}. \quad (7.1.4)$$

Для подобных сумм могут быть получены замкнутые выражения [52].

7.1.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИП ПРИ РЕАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРАХ ЭЛЕМЕНТОВ

На отличие реальных характеристик ШИП от характеристик, полученных при идеальных элементах, влияют:

- конечность значения индуктивности (фильтра) цепи нагрузки L_n ;
- конечность времени переключения вентиля, заметная при высоких частотах коммуникации;
- конечное значение внутреннего сопротивления источника входного напряжения.

Проанализируем влияние указанных реальных параметров элементов ШИП на их основные характеристики.

От индуктивности в цепи нагрузки зависят качество выходного тока ШИП в режиме непрерывного тока и граница зоны прерывистого тока нагрузки, в которой существенно искажаются внешние и регулировочные характеристики ШИП, как и в управляемом выпрямителе в режиме прерывистого тока (см. разд. 3.2). Оценим эти два последствия влияния конечного значения индуктивности в цепи нагрузки.

Качество выходного тока ШИП в непрерывном режиме. Найдем коэффициент гармоник выходного тока ШИП, определяющий дополнительные потери активной мощности в якоре машины постоянного тока, которая питается от ШИП при необходимости регулирования ее скорости. Поскольку переменная составляющая выходного напряжения ШИП выделяется на индуктивности цепи нагрузки, как показано на рис. 7.1.3, запишем дифференциальное уравнение для высших гармоник тока нагрузки по методу АДУ2:

$$L_n \frac{di_{н.в.г}}{dt} = u_{ш.в.г}.$$

После его алгебраизации получим

$$I_{н.в.г} = \frac{1}{L_n} \bar{U}_{ш.в.г} = \frac{U_n}{\omega_r L_n} \bar{K}_r$$

и коэффициент гармоник тока нагрузки

$$K_{г.т} = \frac{I_{н.в.г}}{I_n} = \frac{U_n}{I_n} \frac{\bar{K}_r}{\omega_r L} = \frac{R_n}{\omega_r L} \bar{K}_r. \quad (7.1.5)$$

Последнее равенство записано с учетом эквивалентности замены противоЭДС соответствующим активным сопротивлением, что

допустимо при малых пульсациях выходного тока (см. формулу (3.2.11)).

Таким образом, как и у выпрямителя (см. формулу (2.3.17)), качество выходного тока у ШИП зависит от интегрального коэффициента гармоник напряжения первого порядка.

Если же ШИП используется как источник питания радиоэлектронной аппаратуры, то на выходе ШИП включается LC -фильтр и расчетная схема качества напряжения на его выходе будет иметь вид, показанный на рис. 1.5.1. Рассчитанное по (1.5.36) действующее значение высших гармоник тока нагрузки при умножении на R дает действующее значение высших гармоник напряжения на нагрузке:

$$U_{в.г} = \frac{U_n}{LC\omega_T} \bar{K}_r^{(2)}, \quad (7.1.6)$$

т.е. в случае фильтра второго порядка оно определяется теперь интегральным коэффициентом гармоник напряжения ШИП второго порядка. В общем случае фильтра порядок интегрального коэффициента гармоник напряжения в решении равен разности порядков левой и правой частей дифференциального уравнения.

Граница зоны прерывистых токов ШИП. Границу зоны прерывистых токов на внешних характеристиках ШИП можно определить, если найти среднее значение предельно-непрерывного тока нагрузки. При нагрузке на противоЭДС вся пульсация выходного напряжения ШИП выделяется на индуктивности фильтра нагрузки L_n , порождая в ней линейно изменяющийся ток, среднее значение $I_{н.кр}$ которого равно половине его амплитуды (рис. 7.1.7):

$$I_{н.кр} = \frac{1}{2L_n} \int_0^{t_n^*} U_{вх} (1 - t_n^*) dt = \frac{U_{вх} (1 - t_n^*) t_n^*}{I_n} T_T = \frac{U_{вх} \pi}{\omega_T L_n} (1 - t_n^*) t_n^*, \quad (7.1.7)$$

где $\omega_T = 2\pi/T_T$ – круговая частота коммутации ШИП.

Из рис. 7.1.7 видно, что ток нагрузки появится в прерывистом режиме сразу при уменьшении противоЭДС ниже значения амплитуды импульса напряжения на нагрузке $U_{вх}$, т.е. значения напряжения в точках холостого хода внешних характеристик для любых t_n^* в режиме прерывистого тока равны $U_{вх}$. Промежуточные точки внешних характеристик в области прерывистого тока могут быть построены по той же методике, что и для выпрямителя, работающего на противоЭДС (см. разд. 3.2). Результирующие внешние характеристики ШИП с однополярной модуляцией и конечным зна-

чением индуктивности в цепи нагрузки показаны на рис. 7.1.8, а, а с двухполярной (смещением по вертикали на $U_{вх}/2$ легко сводимой при анализе к однополярной) – на рис. 7.1.8, б.

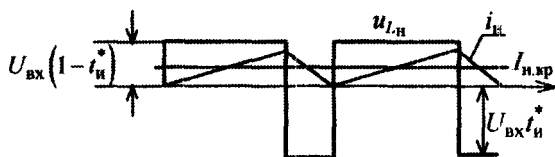


Рис. 7.1.7

Таким образом, как и в случае управляемого выпрямителя, прерывистые токи нагрузки в ШИП портят внешние и регулировочные характеристики, делая первые нелинейными и вторые – нелинейными и неоднозначными, так как выходное напряжение в области прерывистых токов зависит теперь не только от параметра управления t_n^* , но и от режима цепи нагрузки.

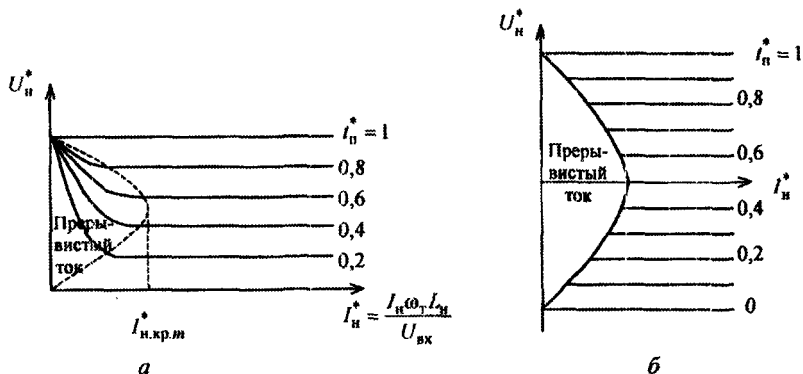


Рис. 7.1.8

Обратное влияние ШИП на источник входного напряжения. Входной ток импульсного преобразователя имеет вид прямоугольных импульсов, как и ток транзистора T_1 на рис. 7.1.3. При наличии внутреннего сопротивления (активного или (и) индуктивного) это приводит к искажению постоянного напряжения на входе ШИП. Поэтому на входе ШИП обычно устанавливают LC -фильтр, который переменную составляющую импульсного входного тока ШИП замыкает через конденсатор фильтра, а постоянную составляющую через индуктивность реактора фильтра направляет в источник входного напряжения. Заменяя ШИП по входу, как и вы-

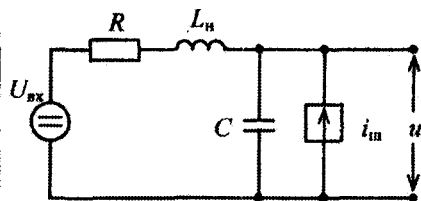


Рис. 7.1.9

прямитель (см. разд. 3.13) источником тока известной формы, получим схему замещения ШИП по входу (рис. 7.1.9).

Оценим качество входного напряжения u ШИП, вычисляя действующее значение его высокочастотной составляющей методом АДУ2. Дифференциальное уравнение для нее имеет вид

$$LC \frac{d^2 u_{\text{ш.в.г}}}{dt} + RC \frac{du_{\text{ш.в.г}}}{dt} + u_{\text{ш.в.г}} = L \frac{di_{\text{ш.в.г}}}{dt} + Ri_{\text{ш.в.г}},$$

из которого (по методике, изложенной в п. 1.5.2), получаем

$$\begin{aligned} U_{\text{ш.в.г}}^2 &= \frac{1}{C^2} (\bar{I}_{\text{ш.в.г}})^2 + \left(\frac{R}{LC} \right)^2 (\bar{I}_{\text{ш.в.г}}^{(2)})^2 = \\ &= \frac{I_{\text{ш.сп}}^2}{(\omega C)^2} (\bar{K}_{\text{г.ш}})^2 + \left(\frac{R}{LC} \right)^2 I_{\text{ш.сп}}^2 (\bar{K}_{\text{г.ш}}^{(2)})^2, \end{aligned} \quad (7.1.8)$$

где $I_{\text{ш.сп}} = I_{\text{н}} t_{\text{н}}^*$ — среднее значение входного тока ШИП; $\bar{K}_{\text{г.ш}}$, $\bar{K}_{\text{г.ш}}^{(2)}$ — интегральные коэффициенты гармоник входного тока ШИП, которые, как уже отмечалось, равны соответствующим интегральным коэффициентам гармоник выходного напряжения ШИП (до фильтра).

В этом случае в параметры модели R и L входят как собственные параметры источника входного напряжения, так и параметры реактора входного фильтра.

Влияние конечности времен переключения вентиляей. Скачкообразное изменение напряжений и токов вентиляей при их коммутации, изображаемое в идеализированных моделях ШИП, в действительности имеет конечные скорости из-за известных динамических процессов внутри вентиляей при их открывании и закрывании. Энергия потерь, выделяемая при каждой коммутации в венти́ле, определяется следующим интегралом от мгновенных значений напряжений $u_{\text{в}}$ и тока $i_{\text{в}}$ вентиля:

$$\Delta W = \int_0 u_{\text{в}} i_{\text{в}} dt.$$

Умножая эти потери на число коммутаций, можно рассчитать дополнительные к статическим (см. (3.10.6)) коммутационные потери в вентилях, которые становятся доминирующими при высоких частотах коммутации.

Для уменьшения коммутационных потерь применяют различные схемные приемы, позволяющие разнести во времени высокие значения напряжения u_v на вентиле с высоким значением тока i_v (снабберы, LC-резонансные цепи) (см. разд. 7.3).

7.1.3. ДОСТОИНСТВА И НЕДОСТАТКИ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Основное достоинство ШИП связано с отсутствием в нем каких-либо реактивных элементов (реакторов, конденсаторов), что позволяет выполнять его в едином технологическом процессе в виде твердотельного модуля. Это обуславливает низкие значения удельных массогабаритных показателей (кг/кВА, $\text{дм}^3/\text{кВА}$) преобразователя. Правда, пока модульное изготовление преобразователей нашло ограниченное применение из-за сравнительно большого (до двух раз) удорожания модулей по сравнению с выполнением преобразователей из вентильных элементов. Диапазон мощностей ШИП простирается от десятков ватт до десятков киловатт и более при необходимости.

Недостатки ШИП связаны с импульсным характером токов и напряжений вентилях, что обуславливает:

- высокие требования к динамическим параметрам вентилях;
- доминирование фактора динамических потерь в вентилях при определении частоты коммутации;
- высокие уровни высокочастотных электромагнитных помех, генерируемых большими скоростями изменения токов и напряжений вентилях;
- широкополосный спектр преобразованных напряжений и токов на выходе ШИП.

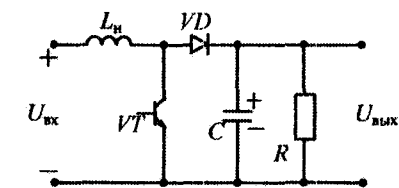
7.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УПРАВЛЯЕМЫМ ОБМЕНОМ ЭНЕРГИИ МЕЖДУ РЕАКТИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ СХЕМЫ

7.2.1. ПОВЫШАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

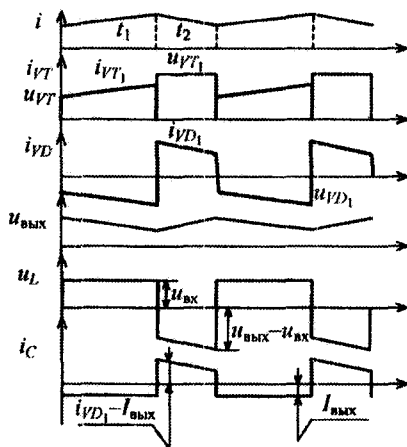
Все ШИП имеют коэффициент преобразования по напряжению, регулируемый в диапазоне $0 \dots 1$. В то же время для стабилизации среднего значения выходного напряжения ШИП на уровне

или выше его номинального среднего значения необходим преобразователь с коэффициентом преобразования по напряжению более единицы. Такой преобразователь напряжения можно получить, если обеспечить раздельные во времени процесс накопления энергии в реактивном элементе входной цепи (например, индуктивности) и процесс передачи этой энергии в реактивный элемент выходной цепи (например, емкость). Управление коэффициентом передачи достигается изменением соотношения между длительностью этих двух процессов, а частота их повторения будет определять (обратно пропорционально) значения параметров указанных реактивных элементов.

Схема *повышающего преобразователя*, созданного на базе такой концепции, показана на рис. 7.2.1, а. Диаграммы токов и напряжений элементов схемы при конечной величине индуктивности нагрузки и емкости фильтрового конденсатора приведены на рис. 7.2.1, б.



а



б

Рис. 7.2.1

При включенном транзисторе VT_1 на интервале времени t_1 в накопительном реакторе L нарастает ток и запасается энергия, отбираемая от источника входного напряжения $U_{вх}$. Нагрузка R при этом получает энергию от накопительного конденсатора C , имеющего определенный заряд. При включенном транзисторе VT_1 на интервале времени t_2 ток реактора L через диод VD протекает на выход преобразователя в нагрузку R и в конденсатор C , подзаряжая его и этим восполняя потерю энергии на интервале t_1 .

Идеальные элементы преобразователя. Начиная анализ новых преобразователей, как и прежде, с их идеализации, будем считать, что все вентили — идеальные ключи, пульсации выходного напряжения преобразователя и его входного тока пренебрежимо малы по сравнению со средними значениями (постоянными составляющими) этих переменных. Для этого необходимо выбрать соответствующие значения элементов L и C при определенной частоте коммутации f_T .

Рассматривая фрагмент схемы преобразователя из транзистора VT и диода VD как вентильный комплект из ключей с коммутационными функциями ψ_1 и ψ_2 , причем $\psi_1 + \psi_2 = 1$ (рис. 7.2.2), получаем дифференциальные уравнения преобразователя с учетом уравнений вентильного комплекта:

$$i_{\text{вых.к}} = \psi_2 i_{\text{вх.к}}, \quad u_{\text{вх.к}} = \psi_2 u_{\text{вых.к}}$$

(см. выражение (1.4.3)),

$$L \frac{di_{\text{вх}}}{dt} = u_{\text{вх}} - u_{\text{вх.к}} = u_{\text{вх}} - \psi_2 u_{\text{вых}}, \quad (7.2.1)$$

$$C \frac{du_{\text{вых}}}{dt} + \frac{u_{\text{вых}}}{R} = i_{\text{вых.к}} = \psi_2 i_{\text{вх}}.$$

Для расчета преобразователя по гладкой составляющей (здесь — по постоянной составляющей) заменим мгновенные коммутацион-

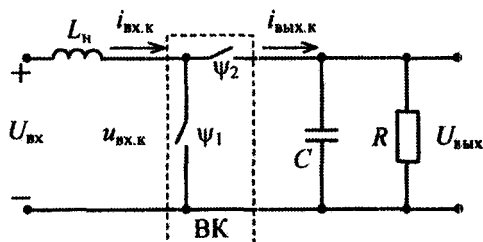


Рис. 7.2.2

ные функции их постоянными составляющими (средними значениями) $\Psi_2 = 1 - \Psi_1$:

$$\Psi_1 = \frac{t_1}{T_T} = \frac{T_T - t_2}{T_T} = 1 - \Psi_2, \quad (7.2.2)$$

а все производные переменных приравняем нулю. Подробное обоснование этого подхода будет сделано в разд. 7.5. Тогда из (7.2.1) при учете замены мгновенных значений переменных на их средние значения из первого уравнения получим

$$U_{\text{вх}} = \Psi_2 U_{\text{вых}} = (1 - \Psi_1) U_{\text{вых}},$$

откуда коэффициент преобразования по напряжению будет равен

$$K_{\text{п.н}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 - \Psi_1}. \quad (7.2.3)$$

Из второго уравнения (7.2.1) аналогично имеем

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R(1 - \Psi_1)} = \frac{U_{\text{вх}}}{R(1 - \Psi_1)^2} = \frac{U_{\text{вх}}}{R} K_{\text{п.н}}^2 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}, \quad (7.2.4)$$

т.е. налицо в таком преобразователе постоянного напряжения трансформация сопротивлений из выходной цепи во входную, подобную той, которая имеет место в трансформаторах переменного напряжения:

$$\frac{R_{\text{вх}}}{R} = (1 - \Psi_1)^2 = \frac{1}{K_{\text{п.н}}^2}. \quad (7.2.5)$$

Регулировочная характеристика идеального повышающего преобразователя, определяемая по (7.2.3), показана на рис. 7.2.3. Поскольку выходное напряжение преобразователя не зависит от нагрузки R , внешние характеристики преобразователя $U_{\text{вых}} = f(I_{\text{вых}})_{\Psi_1 = \text{const}}$ будут параллельными горизонтальными прямыми с напряжением, определяемым регулировочной характеристикой для каждого $\Psi_1 = \text{const}$.

Реальные элементы. В случае реальных параметров элементов преобразователя необходим учет активного сопротивления R_L обмотки реактора L , активного сопротивления потерь в диэлектрике R_C конденсатора C , активных сопротивлений вентилях в прямом направлении. Так как входной реактор L включается в контур с

проводящим транзистором VT (интервал t_1) или диодом VD (интервал t_2), то, пренебрегая разницей их прямых сопротивлений, можно добавить прямое сопротивление вентиля в R_L . В расчетную схему замещения преобразователя, приведенного на рис. 7.2.2, добавятся R_L и R_C .

Дифференциальные уравнения, составленные по той же методике, что и (7.2.1), будут иметь вид

$$L \frac{di_{\text{вх}}}{dt} + R_L i_{\text{вх}} = u_{\text{вх}} - \Psi_2 \left(u_C + R_C C \frac{du_C}{dt} \right), \quad (7.2.6)$$

$$\frac{1}{R} u_{\text{вых}} + C \frac{du_C}{dt} = \Psi_2 i_{\text{вх}}.$$

Алгебраические уравнения для средних значений переменных также получим по методике алгебраизации, которая была применена к дифференциальным уравнениям (7.2.1). Тогда для интегральных значений переменных с учетом того, что средние значения напряжений на конденсаторе и выходе преобразователя связаны соотношением

$$U_{\text{вых}} = U_C \frac{R}{R + R_C},$$

запишем

$$\begin{vmatrix} R_L & \Psi_2 \frac{R + R_C}{R} \\ \Psi_2 & -\frac{1}{R} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ U_{\text{вых}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} U_{\text{вх}} \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (7.2.7)$$

Из решения системы (7.2.7) получаем

$$K_{\text{п.н}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = U_{\text{вых}}^* = \frac{\Psi_2}{\frac{R_L}{R} + \Psi_2^2 \frac{R + R_L}{R}}, \quad (7.2.8)$$

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_L + (R + R_C) \Psi_2^2} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}. \quad (7.2.9)$$

На рис. 7.2.3 построено семейство регулировочных характеристик повышающего преобразователя при различных значениях R_L/R при условии, что $R_L = R_C$. На рис. 7.2.4 построены внешние

характеристики также в предположении $R_L = R_C$. Уравнение (7.2.8) преобразовано для относительного значения выходного тока:

$$U_{\text{вых}}^* = \frac{1}{1 - \Psi_1} - \left[R_C^* - \frac{1}{(1 - \Psi_1)^2} \right] I_{\text{вых}}^*, \quad (7.2.10)$$

где $I_{\text{вых}}^* = I_{\text{вых}} R_L / U_{\text{вых}}$; $R_C^* = R_C / R_L$.

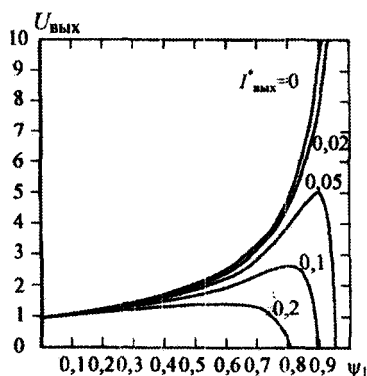


Рис. 7.2.3

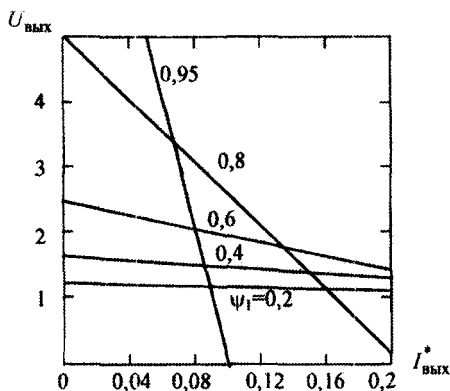


Рис. 7.2.4

7.2.2. ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Возможности применения преобразователей постоянного напряжения в постоянное значительно расширятся, если они будут обеспечивать регулирование постоянного напряжения на выходе как выше, так и ниже значения входного напряжения. Рассмотрим три типа таких *повышающе-понижающих преобразователей*: «инвертирующий» преобразователь, преобразователи Кука и SEPIC.

«ИНВЕРТИРУЮЩИЙ» ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Идеальные элементы. Схема повышающе-понижающего преобразователя, у которого полярность выходного напряжения инверсна (противоположна) полярности входного напряжения, показана на рис. 7.2.5. Диаграммы напряжений и токов элементов схемы приведены на рис. 7.2.6.

При включенном транзисторе VT в накопительном реакторе L на интервале t_1 запасается энергия. По-прежнему первоначальный

анализ делается при допущении идеальности элементов преобразователя. В пределе приращение тока i на интервале t_1 стремится к нулю. Накопительный конденсатор C на выходе, отключенный от входной цепи на этом интервале, отдает энергию в нагрузку R . На интервале t_2 при выключенном транзисторе VT ток реактора через диод VD питает нагрузку и подзаряжает конденсатор C в полярность, противоположную входной.

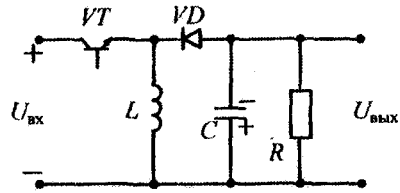


Рис. 7.2.5

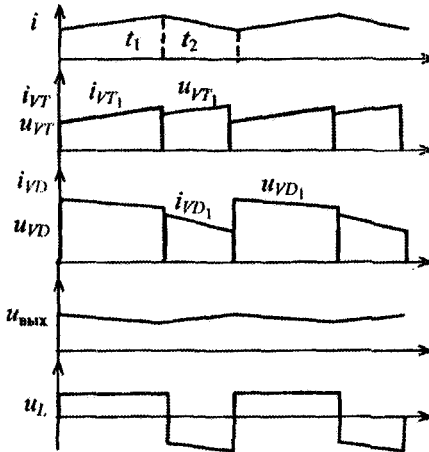


Рис. 7.2.6

Дифференциальные уравнения преобразователя с элементами без потерь имеют следующий вид:

$$L \frac{di}{dt} = u_{\text{вх}} \Psi_1 - u_{\text{вых}} \Psi_2, \quad C \frac{du_{\text{вых}}}{dt} + \frac{u_{\text{вых}}}{R} = i \Psi_2. \quad (7.2.11)$$

После алгебраизации по приведенной выше методике получаем систему уравнений относительно средних значений переменных:

$$\begin{vmatrix} 0 & \Psi_2 \\ \Psi_2 & -\frac{1}{R} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ U_{\text{вых}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Psi_1 U_{\text{вх}} \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (7.2.12)$$

Решение для коэффициента преобразования по напряжению

$$K_{п.н} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\Psi_1}{\Psi_2} = \frac{\Psi_1}{1 - \Psi_1} = U_{\text{вх}}^* \quad (7.2.13)$$

отличается от решения для коэффициента преобразования по напряжению повышающего преобразователя наличием множителя Ψ_1 .

Из решения для тока реактора в виде

$$I = \frac{\Psi_1 U_{\text{вх}}}{\Psi_2^2 R} = \frac{\Psi_1}{(1 - \Psi_1)^2} \frac{U_{\text{вх}}}{R} \quad (7.2.14)$$

можно найти входное сопротивление преобразователя с учетом наличия входного ключа Ψ_1 :

$$I_{\text{вх}} = \Psi_1 I = \frac{\Psi_1^2}{\Psi_2^2} \frac{U_{\text{вх}}}{R} = \frac{U_{\text{вх}}}{R} K_{п.н}^2 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}, \quad (7.2.15)$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{R}{K_{п.н}^2}.$$

В этом преобразователе, как и в предыдущем, происходит «трансформация» сопротивления выходной цепи во входную с коэффициентом преобразования $K_{п.н}^2$ аналогично подобному преобразованию сопротивлений в трансформаторе переменного напряжения через квадрат коэффициента трансформации. Тогда, продолжая аналогию рассмотренных преобразователей с трансформаторами, легко находим и коэффициент преобразования схем по току как величину, обратную коэффициенту преобразования по напряжению.

Указанные свойства позволяют назвать данные преобразователи *электронными трансформаторами постоянного напряжения*.

Реальные элементы преобразователя. Схема замещения преобразователя с учетом сопротивления потерь R_L накопительного реактора L и сопротивления потерь R_C конденсатора C показана на рис. 7.2.7.

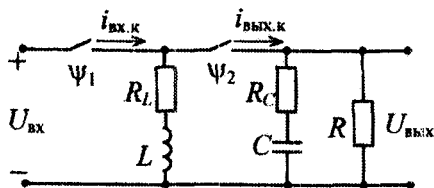


Рис. 7.2.7

Вентили представлены ключами с коммутационными функциями ψ_1 и ψ_2 . Сопротивления вентилей в прямом направлении, пренебрегая их различием у транзистора и диода, можно добавить к сопротивлению

R_L реактора, последовательно с которым все время и включен один из ключей.

Дифференциальные уравнения для этой схемы имеют следующий вид:

$$L \frac{di}{dt} + R_L i = u_{\text{вх}} \psi_1 - \psi_2 \left(u_C + R_C C \frac{du_C}{dt} \right), \quad (7.2.16)$$

$$\frac{u_{\text{вых}}}{R} + C \frac{du_C}{dt} = i \psi_2.$$

От дифференциальных уравнений (7.2.6) для предыдущего преобразователя уравнения (7.2.16) отличаются только наличием множителя ψ_1 у входного напряжения. Значит, и в соответствующих решениях алгебраических уравнений для средних значений переменных (7.2.13) и (7.2.14) появится этот множитель:

$$K_{\text{п.н}} = U_{\text{вых}}^* = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\Psi_1 \Psi_2}{\frac{R_L}{R} + \Psi_2^2 \left(\frac{R + R_C}{R} \right)}, \quad (7.2.17)$$

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}} \Psi_1^2}{R_L + (R + R_C) \Psi_2^2} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}. \quad (7.2.18)$$

На рис. 7.2.8 показаны регулировочные характеристики повышающе-понижающего преобразователя с реальными элементами

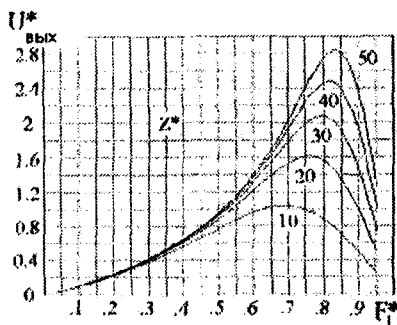


Рис. 7.2.8

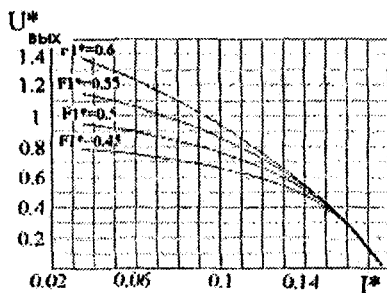


Рис. 7.2.9

$U_{\text{ВЫХ}}^* = f(\Psi_1)_{R_L/R=\text{const}}$ в предположении $R_L = R_C$, на рис. 7.2.9 – внешние характеристики преобразователя $U_{\text{ВЫХ}}^* = f(I_{\text{ВЫХ}}^*)_{\Psi_1=\text{const}}$. Отметим опять изменение вида внешних характеристик для значений Ψ_1 , соответствующих правой (падающей) ветви экстремальной кривой регулировочной характеристики.

В случае прерывистого тока накопительного реактора расчетные соотношения значительно усложняются, как это показано в работе [136].

При необходимости рекуперации (возврата) энергии с выхода преобразователя в его входной источник напряжения требуется дополнить вентильный комплект преобразователя встречно-параллельными вентилями.

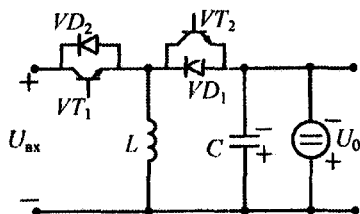


Рис. 7.2.10

Для этого транзистор VT_1 шунтируется встречным диодом VD_2 , а диод VD_1 преобразователя (см. рис. 7.2.5) – встречным транзистором VT_2 , что приводит к схеме реверсивного по току рекуперативного повышающе-понижающего преобразователя (рис. 7.2.10).

В этом случае при включении транзистора VT_2 под действием источника напряжения U_0 на выходе преобразователя (работа преобразователя на якорную цепь машины постоянного тока) в накопительном реакторе нарастает ток противоположного направления. При выключении транзистора VT_2 этот ток через диод VD_2 , проводящий ток под действием ЭДС самоиндукции реактора L , втекает в источник $U_{\text{ВХ}}$, возвращая в него энергию из источника U_0 в цепи, прежде служившей нагрузкой.

Внешние характеристики такого преобразователя с возможностью реверса направления тока в нагрузке будут теперь двухквadrантными, аналогичными характеристикам ШИП, обладающего подобными свойствами (см. рис. 7.1.4, б).

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КУКА

Другой вариант повышающе-понижающего преобразователя, известного как *схема Кука*, показан на рис. 7.2.11, а диаграммы, поясняющие его работу, приведены на рис. 7.2.12.

На интервале замкнутого состояния транзистора VT_1 во входном реакторе L_1 нарастает ток i_1 и запасается энергия, забираемая от источника входного напряжения. При этом буферный конденса-

тор C_1 через реактор L_2 передает энергию в накопительный конденсатор C_2 , от которого питается нагрузка, представленная сопротивлением R . На интервале t_2 транзистор VT выключен, ток проводит диод VD , открывающийся под действием ЭДС самоиндукции реактора L_2 с током i_2 . Ток накопительного реактора L_1 подзаряжает конденсатор C_1 , восполняя отданную им энергию в конденсатор C_2 на предыдущем интервале t_1 . (При взаимном обмене местами включения реактора L_1 и транзистора VT_1 получается схема преобразователя Zeta.)

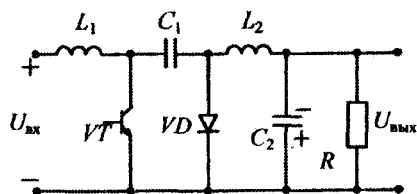


Рис. 7.2.11

Достоинствами этой схемы по сравнению с предыдущей являются:

- непрерывный, а не импульсный характер входного тока преобразователя, что не требует наличия входного LC-фильтра, обязательного для сравниваемой схемы;

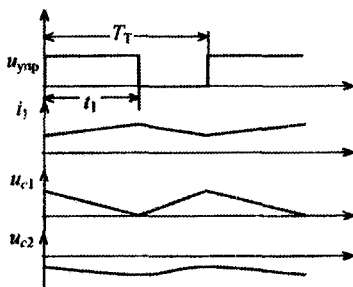


Рис. 7.2.12

- непрерывный характер тока реактора L_2 , питающего выходную цепь преобразователя, что уменьшает необходимые значения накопительного конденсатора;

- возможность в принципе получения нулевой пульсации выходного тока [136] при создании соответствующей магнитной связи между обмотками реакторов L_1 и L_2 ;

- возможность схемы преобразователя Кука с гальванической

развязкой (за счет трансформатора) входной и выходной цепей и получение вследствие этого нескольких выходов с различными напряжениями (см. п. 13.3.4).

Построим математические модели этого преобразователя для изучения его внешних и регулировочных характеристик. Как и прежде, сначала проанализируем упрощенную модель преобразователя, считая все его элементы идеальными (без потерь), а затем учтем реальные паразитные параметры элементов, вызывающие потери активной мощности в них.

Идеальные элементы. Дифференциальные уравнения преобразователя с заменой транзистора VT_1 коммутационной функцией ψ_1 и диода VD_2 коммутационной функцией ψ_2 (для режима непре-

рывных токов в реакторах L_1 и L_2 , влекущего за собой $\psi_2 = 1 - \psi_1$) имеют вид

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} &= u_{\text{вх}} - u_{C1} \psi_2, & \psi_1 \left(u_C - L_2 \frac{di_2}{dt} \right) &= u_{C2}, \\ C_2 \frac{du_{C2}}{dt} + \frac{u_{C2}}{R} &= i_2, & C_1 \frac{du_{C1}}{dt} &= i_1 \psi_2 - i_2 \psi_1. \end{aligned} \quad (7.2.19)$$

После алгебраизации этих уравнений по методике, которая изложена в п. 7.2.1 для средних значений переменных состояния, получим (с учетом $U_{C2} = U_{\text{вых}}$) следующую систему:

$$\begin{vmatrix} 0 & 0 & \Psi_2 & 0 \\ 0 & 0 & \Psi_1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -\frac{1}{R} \\ \Psi_2 & \Psi_1 & 0 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ U_{C1} \\ U_{\text{вых}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} U_{\text{вых}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (7.2.20)$$

Найдем коэффициент преобразования по напряжению преобразователя:

$$K_{\text{п.н}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = U_{\text{вых}}^* = \frac{\Psi_1}{1 - \Psi_1}. \quad (7.2.21)$$

Среднее значение входного тока преобразователя

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R} \frac{\Psi_1^2}{\Psi_2^2} = \frac{U_{\text{вх}}}{R} K_{\text{п.н}}^2 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}, \quad (7.2.22)$$

где входное сопротивление преобразователя определяем путем уже известной «трансформации» сопротивления нагрузки R :

$$R_{\text{вх}} = \frac{R}{K_{\text{п.н}}^2} = R \frac{(1 - \Psi_1)^2}{\Psi_1^2}. \quad (7.2.23)$$

Уравнение регулировочной характеристики здесь такое же, как у предыдущего преобразователя (см. верхнюю кривую на рис. 7.2.8).

Внешние характеристики преобразователя $U_{\text{вых}}^* = f(I_{\text{вых}})_{\Psi_1 = \text{const}}$ будут семейством параллельных горизонтальных прямых в первом квадранте с напряжениями холостого хода, определяемыми по регулировочной характеристике для соответствующих значений $\Psi_1 = \text{const}$.

Преобразователь Кука инвертирует полярность выходного напряжения по отношению к входному напряжению. Если в выходной цепи этого преобразователя поменять местами реактор и диод VD , то получится схема, называемая схемой преобразователя типа *SEPIC* (рис. 7.2.13).

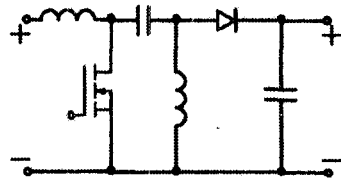


Рис. 7.2.13

Работа этой схемы подобна работе схемы преобразователя Кука, поэтому справедливо то же уравнение регулировочной характеристики (7.2.21). Отличие состоит только в полярности выходного напряжения, которая здесь совпадает с полярностью входного напряжения, что требует ряд приложений. Но при этом качество выходного напряжения здесь хуже, чем в схеме Кука, так как выходной ток преобразователя (ток диода VD) имеет импульсный характер, в то время как в преобразователе Кука он (ток в реакторе L_2) был непрерывным.

Построение и анализ модели преобразователя Кука с реальными параметрами элементов можно сделать аналогично тому, как это было выполнено при построении и анализе модели «инвертирующего преобразователя». Из-за четвертого порядка системы уравнений результирующие выражения получаются громоздкими и здесь не приводятся, а выносятся для самостоятельной работы. По ним могут быть построены регулировочные характеристики преобразователя с реальными элементами в предположении $R_C = R_L$ для двух значений R_L/R , равных 0,025 и 0,05. Просматривается более сильное влияние параметров реальных элементов (из-за большего их числа) на снижение выходного напряжения, чем в предыдущей схеме «инвертирующего» преобразователя. Но если учесть еще реактивные элементы входного LC -фильтра, требующегося в схеме для получения непрерывного входного тока, то по числу реактивных элементов эти схемы сравниваются.

7.2.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ РАЗВЯЗКОЙ ВХОДА И ВЫХОДА

Дополнение или замена в предыдущих схемах индуктивного накопительного элемента (реактора) на трансформатор позволяют решить ряд новых задач в преобразователе постоянного напряжения в постоянное [136, 141]. Этими новыми задачами являются:

- облегчение согласования уровней входного и выходного напряжений при их большом различии;

- оптимизация установленных мощностей элементов преобразователя;
- способность к выполнению преобразователя с несколькими гальванически развязанными выходными напряжениями.

В первом типе такого преобразователя, называемого *обратноходовым*, трансформатор заменен накопительным реактором. Во втором типе преобразователя, называемого *прямоходовым*, трансформатор добавлен в схему для получения всех перечисленных выше новых возможностей без функции энергонакопления, которая осталась за накопительным реактором. Ниже рассмотрены обе указанные схемы.

Обратноходовой преобразователь. Принципиальная схема преобразователя показана на рис. 7.2.14. При обычных мощностях таких преобразователей, используемых как вторичные источники

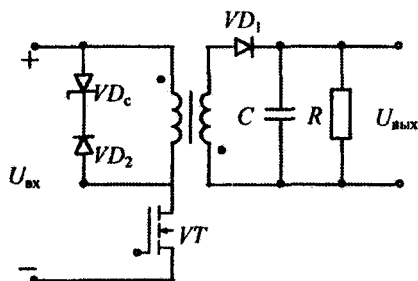


Рис. 7.2.14

питания, в единицы ватт, применяется MOSFET-транзистор с частотой коммутации до 100 кГц и более. При включении транзистора в индуктивности первичной обмотки трансформатора нарастает ток и запасается энергия. При выключении транзистора эта энергия из индуктивности намагничивания трансформатора передается во вторичную обмотку и

через диод VD_1 – в накопительную емкость C , от которой питается нагрузка R . Для вывода энергии, запасенной в индуктивности рассеивания первичной обмотки, она зашунтирована стабилитроном VD_c , ограничивающим уровень перенапряжения на обмотке при закрывании транзистора VT . Последовательно со стабилитроном включен диод VD_2 , снимающий с него прямое напряжение при включенном транзисторе VT . Стабилизацию выходного напряжения обеспечивают обычно регулированием частоты импульсов отпириания транзистора.

Прямоходовой преобразователь. Принципиальная схема прямоходового преобразователя показана на рис. 7.2.15. При включении транзистора VT напряжение входного источника $U_{вх}$ через трансформатор и диод VD_1 прикладывается ко входу цепочки из накопительного реактора L и накопительного конденсатора C . Ток в реакторе и напряжение на конденсаторе, от которого питается нагрузка R , возрастают, увеличивая запасенную в них энергию.

При выключении транзистора VT трансформатор обесточивается, а ток накопительного реактора L замыкается через диод VD_2 . Для вывода из индуктивности намагничивания трансформатора «паразитной», не передающейся в нагрузку энергии, накопленной в ней за время открытого состояния транзистора, можно использовать такую же цепочку из диода и стабилитрона параллельно трансформатору, как в обратном преобразователе (см. рис. 7.2.14).

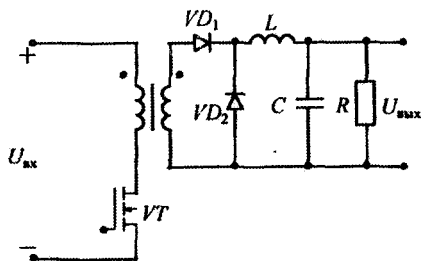


Рис. 7.2.15

Использование трансформатора в этой схеме по своему прямому назначению, а не как накопительного элемента делает прямоходовые преобразователи предпочтительными перед обратными (самыми простыми) при мощностях нагрузки в несколько сотен ватт.

7.3.* ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕЗОНАНСНЫХ ЯВЛЕНИЙ LC-КОНТУРОВ

Рассмотренные выше широтно-импульсные преобразователи отличаются тем, что токи в вентилях и напряжения на них в моменты включения и выключения изменяются скачком. Подобные формы токов и напряжений присущи и вентилям преобразователей с управляемым обменом энергией между реактивными элементами схемы, где это управление также достигнуто за счет широтно-импульсного регулирования. Но скачки токов и напряжений есть идеализация реальных динамических процессов в вентилях, при которых на вентилях сохраняются высокие значения напряжения при высоких значениях тока. Это вызывает большие потери активной мощности в процессах включения и выключения вентилях, что диктует необходимость ограничивать верхнюю частоту переключения вентилях на уровне килогерц в мощных преобразователях и на уровне десятков килогерц в маломощных.

Известно, что ток в индуктивности не может изменяться скачком, как и напряжение на емкости. Поэтому очевидны преимущества совместного использования с ключом реактора и конденсатора, включенных соответствующим образом, как показано на рис. 7.3.1, и называемых *резонансным ключом*. Из них образуется

резонансный контур, собственная частота которого определит скорости изменения напряжения и тока ключа и, главное, разнесет во времени максимумы тока и напряжения ключа, что резко уменьшит потери при переключении ключа. Это позволяет поднять, как правило, на один-два порядка предельную частоту коммутации вентиляей. Нужно только учесть, что коэффициент формы у синусоидальной полуволны тока больше, чем у прямоугольного импульса тока. В результате при одном и том же среднем значении тока, являющемся полезной составляющей в преобразователях постоянного напряжения, большее действующее значение импульсов тока вентиляей будет вызывать увеличение составляющей потерь в элементах цепи от такого тока.

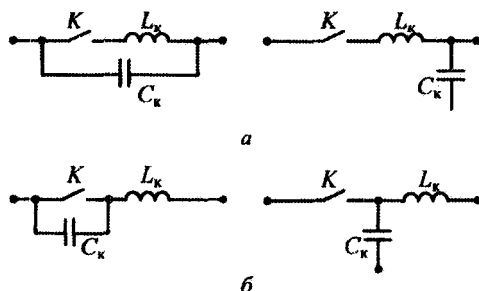


Рис. 7.3.1

Схемы ключей, представленные на рис. 7.3.1, *а*, обеспечивают включение и выключение вентиляей при нулевом токе, а схемы на рис. 7.3.1, *б* – включение и выключение вентиляей при нулевом напряжении. *Двухполюсные схемы резонансных ключей* на рис. 7.3.1 (слева) прямо заменяют ключи в широтно-импульсных преобразователях постоянного напряжения. *Трехполюсные схемы резонансных ключей* на рис. 7.3.1 (справа) заменяют ключи в ШИП так, что их третий полюс (с емкостью) попадает на общую шину питания или выхода.

Таким образом, в соответствии с двумя типами резонансных ключей различают два типа широтно-импульсных преобразователей:

- *квазирезонансные преобразователи с переключением при нулевом токе;*
- *квазирезонансные преобразователи с переключением при нулевом напряжении.*

Практически любой широтно-импульсный преобразователь, рассмотренный в разд. 7.1 и 7.2, может быть выполнен с резонанс-

ными ключами. Ограничимся здесь рассмотрением перевода простейшей схемы ШИП (рис. 7.1.2, а) в оба вида квазирезонансных преобразователей.

7.3.1. КВАЗИРЕЗОНАНСНЫЙ Понижающий ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПРИ НУЛЕВОМ ТОКЕ (КРП-ПНТ)

Схема названного преобразователя изображена на рис. 7.3.2, а диаграммы токов и напряжений его элементов представлены на рис. 7.3.3. При первоначальном рассмотрении не принимаем во внимание диоды VD_1 и VD_2 .

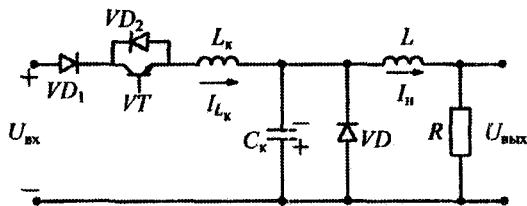


Рис. 7.3.2

Период электромагнитных процессов T_T в преобразователе состоит из четырех интервалов (1, 2, 3, 4), соответствующих разным структурам (схемам замещения) преобразователя.

1. На первом интервале $t_0 t_1$ начинает нарастать ток в транзисторе VT , включенном в момент времени t_0 . Если считать ток нагрузки I_n идеально сглаженным, то ток диода VD , пропускающий до момента t весь ток нагрузки, начнет спадать. В момент времени t_1 токи транзистора VT и нагрузки I_n сравняются и диод VD обесточится.

2. Второй интервал $t_1 t_2$ характеризуется протеканием колебательной полуволны тока индуктивности L_k колебательного контура $L_k C_k$. К концу интервала ток спадет до нуля и транзистор VT обесточится, а ток емкости C_k достигнет до тока нагрузки I_n ; при этом напряжение на емкости будет близко к максимальному, в пределе равному значению двойного напряжения входного источника.

3. На третьем интервале $t_2 t_3$ цепь нагрузки LR питается от заряженного конденсатора, пытаясь перезарядить его током нагрузки I_n .

4. Четвертый интервал начинается в момент t_3 разряда конденсатора до нулевого напряжения, когда открывается диод VD , через который протекает ток нагрузки, а напряжение на нагрузке равно

нулю. В момент времени t_4 приходит новый отпирающий импульс во транзистор VT и процессы повторяются.

Из временных диаграмм, представленных на рис. 7.3.3, видны две особенности рассмотренного квазирезонансного преобразователя при однополупериодном режиме его работы.

Во-первых, импульс управления транзистором должен быть не короче интервала времени $t_0 t_2$, а оптимально – равен ему. Во-вторых, на интервале $t_2 t_2'$ на коллекторе транзистора VT появляется прямое напряжение, которое откроет p - n -переход коллектор–база транзистора VT , что недопустимо. Чтобы исключить появление прямого напряжения на транзисторе VT , необходимо или включить диод VD_1 последовательно с ним, или шунтировать транзистор встречно-параллельным диодом VD_2 (при использовании вместо транзистора запираемого тиристора эти меры не потребуются). В случае использования диода VD_2 приходим к так называемому двухполупериодному режиму работы резонансного ключа. В этом случае на интервале $t_2 t_3$ разряд конденсатора колебательного контура $L_x C_x$ происходит в колебательном режиме через этот диод независимо от нагрузки, как следует из временных диаграмм на рис. 7.3.4, построенных для двухполупериодного режима его работы.

Математическую модель квазирезонансного преобразователя в виде единой системы дифференциальных уравнений на такте T_T можно получить, если ввести в рассмотрение четыре коммутационные функции для четырех рассмотренных выше интервалов. Но

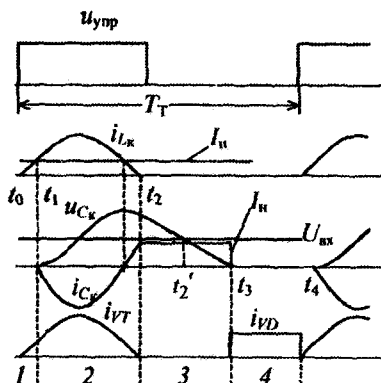


Рис. 7.3.3

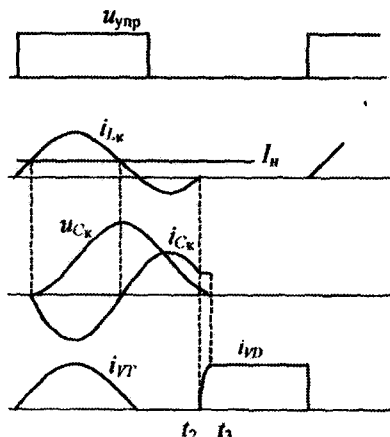


Рис. 7.3.4

поскольку времена смены интервалов определяются здесь из решения трансцендентных уравнений, общее решение для регулировочных и внешних характеристик преобразователя может быть получено только численным путем. Показано [138], что регулировочная характеристика при двухполупериодном режиме работы квазирезонансного преобразователя совпадает с линейной регулировочной характеристикой широтно-импульсного преобразователя (см. формулу (7.1.1)). При однополупериодном режиме работы получаем семейство регулировочных характеристик, зависящих от величины нагрузки, которые идут выше регулировочной характеристики для двухполупериодного режима.

Аналогичная картина наблюдается и с внешними характеристиками квазирезонансного преобразователя. При однополупериодном резонансном ключе разряд конденсатора на интервале t_2t_3 происходит при протекании тока нагрузки. С его уменьшением длительность интервала разряда t_2t_3 увеличивается, а среднее значение напряжения на выходе преобразователя соответственно растет. Если конденсатор не разрядится до нуля к моменту t_4 очередного открывания транзистора, рассмотренный режим работы преобразователя изменится. Это ограничивает минимальные значения тока нагрузки. Максимальные значения тока нагрузки также ограничены и не могут превосходить амплитуды тока $I_{к\max}$ колебательного контура L_kC_k , определяемой его волновым сопротивлением и входным напряжением

$$I_{к.т} = \frac{U_{вх}}{\rho_k}, \quad \rho_k = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}.$$

Очевидно, что и регулирование среднего значения выходного напряжения квазирезонансного преобразователя может быть выполнено только за счет изменения длительности периода T_T , так как длительность синусоидальной полуволны напряжения на конденсаторе C_k определяется собственной частотой колебаний L_kC_k -контура. Изменение же периода T_T изменяет длительность t_3t_4 нулевой паузы напряжения на нагрузке и тем самым регулирует относительную длительность импульса напряжения, как и в ШИП. Подобный способ регулирования, в отличие от широтно-импульсного, принято называть *частотно-импульсным*, так как изменяется частота следования импульсов неизменной длительности, а в итоге изменяется скважность импульсов.

7.3.2. КВАЗИРЕЗОНАНСНЫЙ Понижающий преобразователь с переключением при нулевом напряжении (КРП–ПНН)

Схема названного преобразователя показана на рис. 7.3.5. Она также получена из схемы простого ШИП, приведенного на рис. 7.1.2, а, путем использования резонансного ключа с переключением при нулевом напряжении, состоящего из ключа К, диода VD_K , реактора L_K , конденсатора C_K и обеспечивающего за счет наличия

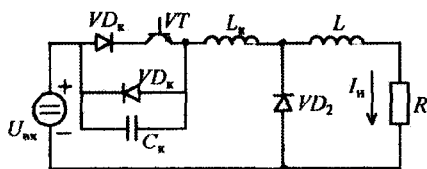


Рис. 7.3.5

диода VD_K двухполупериодный режим работы ключа.

Период электромагнитных процессов в преобразователе здесь также состоит из четырех интервалов, обозначенных соответствующими временами на рис. 7.3.6.

Первый интервал $t_0 t_1$ начинается при выключении транзистора VT_K . Считаем, как обычно, при первоначальном анализе все элементы идеальными. Тогда постоянный ток нагрузки I_n , протекавший через транзистор VT_K , коммутует в конденсатор C_K и начинает заряжать его по линейному закону. В момент t_1 напряжение на конденсаторе достигнет напряжения входного источника, а напряжение на диоде VD_2 спадет до нуля.

Второй интервал $t_1 t_2$ отсчитывается с момента вступления в работу диода VD_2 и начала колебательного процесса в резонансном контуре $L_K C_K$. В результате колебательного заряда и разряда конденсатора напряжение на нем в конце второго интервала упадет до нуля. Максимум напряжения на конденсаторе C_K превосходит $U_{вх}$ на величину $r_K I_n$, не меньшую, чем $U_{вх}$, для того, чтобы он, разряжаясь после максимума напряжения на источник $U_{вх}$, мог разрядиться в колебательном режиме хотя бы до нулевого напряжения. Иначе невозможно открывание диода VD_K ,

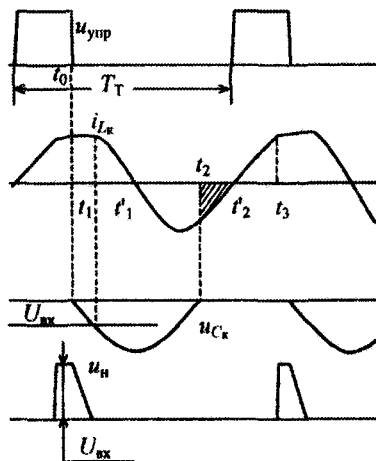


Рис. 7.3.6

и тогда включение транзистора будет происходить не при нулевом напряжении, что противоречит целям модификации ключа.

Третий интервал t_2t_3 начинается с открывания диода VD_k , который фиксирует нулевое напряжение на конденсаторе и транзисторе, пропуская через себя «хвост» отрицательной полуволны тока колебательного контура (на рис. 7.3.6 заштрихованный участок тока i_k на интервале $t_2t'_2$). В момент t'_2 включается транзистор VT_k и пропускает нарастающий в реакторе L_k ток положительного направления до тока нагрузки I_n в момент времени t_3 .

Четвертый интервал t_3t_4 отсчитывается с момента t_3 , когда прекращает проводить диод VD_2 . К нагрузке снова прикладывается положительное напряжение входного источника, и идет формирование импульса напряжения на нагрузке. С момента выключения транзистора VT_k все процессы повторяются.

Для регулирования выходного напряжения преобразователя здесь также изменяем период процесса T_r , что приводит к изменению скважности импульсов напряжения на нагрузке. Только в отличие от предыдущей схемы здесь при регулировании частоты изменяется продолжительность импульса, а не паузы, длительность которой зависит от полупериода собственных колебаний резонансного контура L_kC_k .

Регулировочная характеристика КРП–ПНН при двухполупериодном режиме работы резонансного ключа также линейна, как и у КРП–ПНТ с двухполупериодным режимом работы ключа. Да и все остальное, что было сказано о регулировочных и внешних характеристиках КРП–ПНТ, в общем справедливо и здесь.

Сравнение свойств двух рассмотренных типов квазирезонансных преобразователей, используемых обычно для построения маломощных (порядка 100 Вт) вторичных стабилизированных источников питания электронной аппаратуры, позволяет заключить, что удельные массогабаритные показатели обоих типов во многом определяются параметрами колебательного контура, что требует повышения его частоты и частоты коммутации ключей. Для транзисторов характерно снижение предельных параметров тока и напряжения при улучшении его частотных свойств. Поэтому квазирезонансные преобразователи, эффективные по удельным массогабаритным показателям при высоких частотах коммутации вентиля, могут быть выполнены только на малые мощности – порядка 100 Вт. Это уровень вторичных источников питания радиоэлектронной аппаратуры (компьютеров, телевизоров и т.п.). Для КРП–ПНТ достигнуты частоты коммутации порядка мегагерца. При бо-

лее высоких частотах заметно сказываются потери в транзисторе при включении от разряда их собственных (паразитных) междуэлектродных емкостей. Для исключения этой составляющей потерь в транзисторе необходимо применять схемы КРП–ПНН, где эти емкости в момент включения транзистора разряжены. Это позволяет поднять предельные частоты коммутации в таких преобразователях до 10 мГц. Но худшая форма тока транзистора (квазипрямоугольная по сравнению с полусинусоидальной у КРП–ПНТ) увеличивает потери в транзисторе от прохождения прямого тока.

Общее достоинство квазирезонансных преобразователей заключается в их простоте (один транзистор) и возможности использования на предельных частотах преобразования в качестве параметров колебательного контура собственных «паразитных» параметров элементов схемы (индуктивности рассеивания трансформаторов, собственных емкостей транзисторов), что делает их «полезными». Это позволило достичь в таких источниках удельного объемного показателя порядка 100 Вт/см^3 и выше.

7.4.* ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ДОЗИРОВАННОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ЭНЕРГИИ В НАГРУЗКУ

Все рассмотренные выше преобразователи постоянного напряжения в постоянное требовали применения вентилях с полным управлением, т.е. транзисторов или GTO-тиристоров. В то же время обычные тиристоры, являющиеся вентилями с неполным управлением, могут приобрести свойства полностью управляемых вентилях при добавлении к ним устройств *искусственной коммутации*, обеспечивающих управляемое включение тиристоров в цепях постоянного напряжения. Источником энергии в узле искусственной коммутации служит заряженный конденсатор, который можно использовать не только для выключения тиристоров, но и для дозирования передачи с него энергии в нагрузку. Так строятся схемы тиристорно-конденсаторных преобразователей [139]. Здесь значимо то обстоятельство, что тиристоры маркируются (выбираются) по среднему значению тока, а транзисторы – по максимальному значению тока. Так как стоимость тиристоров существенно ниже стоимости транзисторов и GTO-тиристоров той же мощности, а надежность и перегрузочная способность выше, данные схемы на основе технико-экономического анализа могут находить применение и сегодня.

Схема тиристорно-конденсаторного преобразователя с дозированной передачей энергии в нагрузку показана на рис. 7.4.1.

Преобразователь содержит мост из тиристоров VT_1 – VT_4 с дозирующим и одновременно коммутирующим конденсатором C_k , реактор L_k , выступающий в роли промежуточного накопителя энергии, и конденсатор C , подключенный через диод к реактору L_k и выполняющий функцию выходного накопителя энергии, к которому параллельно подключается нагрузка R . Схема рассматриваемого преобразователя подобна схеме повышающе-понижающего преобразователя (см. рис. 7.2.5), у которого входной транзистор заменен тиристорно-конденсаторным мостом.

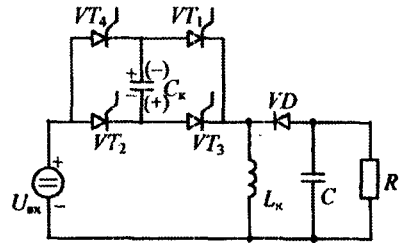


Рис. 7.4.1

Диаграммы электромагнитных процессов в элементах схемы приведены на рис. 7.4.2.

Период T_T процессов состоит из трех интервалов.

Первый интервал $t_0 t_1$ начинается с момента подачи импульсов управления на тиристоры VT_1 и VT_2 . Конденсатор C_k , заряженный до напряжения $U_{вх} + U_{вмх}$ в полярности, обозначенной на конденсаторе без скобок (далее мы убедимся в правильности исходного допущения), начинает перезаряжаться в колебательном режиме по контуру, включающему реактор L_k и источник входного напряжения $U_{вх}$. В процессе колебательного перезаряда конденсатор C_k приобретет полярность напряжения, обозначенную на конденсаторе в скобках. Величина этого напряжения в момент t_1 будет равна

исходной, и дальнейший перезаряд прекратится, поскольку напряжение на реакторе L_k в этот момент сравняется с выходным напряжением и откроется диод VD . Тиристоры VT_1 и VT_3 обесточиваются, так как напряжение на конденсаторе C_k больше не изменяется.

Второй интервал $t_1 t_2$ характеризуется протеканием тока, оставшегося в коммутирующем реакторе L_k в момент t_1 , через диод VD в выходной накопительный конденсатор C и нагрузку R . Под действием на-

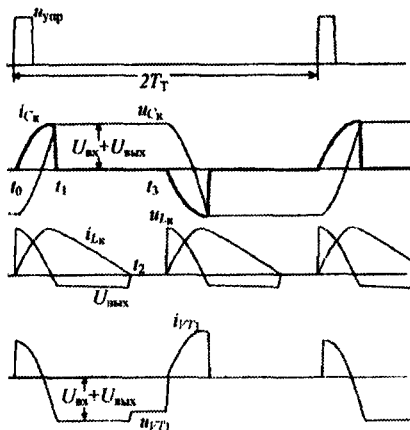


Рис. 7.4.2

пряжения выхода ток в L_k спадает по линейному закону до нуля и диод VD закрывается.

Третий интервал t_2t_3 характеризуется разрядом накопительного конденсатора C на нагрузку. В момент времени t_3 включается вторая пара тиристоров (VT_3, VT_4) моста и все процессы в схеме повторяются с тем только отличием, что на следующем такте работает другая пара тиристоров моста, через которые дозирующий конденсатор C_k колебательно перезаряжается в напряжение той же величины и полярности, с которых мы начали рассмотрение на первом интервале.

Параметры вентилей в этой схеме и условия в моменты их включения и выключения ясны из временных диаграмм напряжений и токов тиристора и диода (рис. 7.4.2).

Для того чтобы воспользоваться прежней методикой получения внешних и регулировочной характеристик преобразователя (см. п. 7.1.2), необходимо знать моменты перехода схемы от одного интервала к другому в функции параметров схемы для определения длительностей трех коммутационных функций, соответствующих трем интервалам в периоде процессов в схеме. Качественный анализ временных диаграмм показал возможность находить моменты времени t_1 и t_2 прямо из анализа процессов на соответствующих интервалах. Но в этом случае возможен и более простой путь анализа, исходя из энергетического баланса активных мощностей на входе и выходе преобразователя на идеальных элементах, который можно записать в следующей форме (пренебрегая пульсациями выходного напряжения относительно его среднего значения $U_{\text{вых}}$):

$$U_{\text{вх}} I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вых}}^2}{R}, \quad (7.4.1)$$

где $I_{\text{вх}}$ — среднее значение тока дозирующей емкости C_k на такте, которое нагружает источник входного напряжения:

$$I_{\text{вх}} = \frac{1}{T_T} \int_0^{\eta} \frac{2U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}}}{\rho_k} \sin \omega_k t dt = \frac{2U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}}}{T_T \rho_k \omega_k} [1 - \cos \omega_k t_1],$$

где $\rho_k = \sqrt{L_k / C_k}$ — волновое сопротивление $L_k C_k$ -контура;

$\omega_k = (\sqrt{L_k C_k})^{-1}$ — собственная частота контура.

Момент времени t_1 можно выразить из условия окончания первого интервала по признаку достижения напряжением на L_k выходного напряжения преобразователя:

$$U_{L_k} = (2U_{вх} + U_{вых}) \cos \omega_k t,$$

т. е. при $t = t_1 U_{L_k}$ достигает $(-U_{вых})$. Тогда $\cos \omega_k t_1 = -U_{вых} / 2U_{вх} + U_{вых}$. Подставляя это значение в выражение для $I_{вх}$, получим

$$I_{вх} = \frac{2(U_{вх} + U_{вых})}{\rho_k \omega_k T_T}, \quad (7.4.2)$$

С учетом этого из уравнения баланса (7.4.1) имеем

$$(U_{вых}^*)^2 = \left(\frac{U_{вых}}{U_{вх}} \right)^2 = \frac{2(1 + U_{вых}^*)R}{\omega_k T_T \rho_k} = \frac{(1 + U_{вых}^*)R^* f_T^*}{\pi}, \quad (7.4.3)$$

где $R^* = R / \rho_k$ — относительное сопротивление нагрузки; $f_T^* = \omega_T^* = f_T / f_k$ — относительная частота тактов.

Из решения уравнения (7.4.3) находим относительное значение выходного напряжения преобразователя

$$U_{вых}^* = \frac{R^* \omega_T^*}{2\pi} \left(1 \pm \sqrt{1 + 4 \frac{\pi}{R^* \omega_T^*}} \right). \quad (7.4.4)$$

По этому уравнению можно построить семейство регулировочных характеристик $U_{вых}^* = f_1(\omega_T^*)$ при $R^* = \text{const}$. В отличие от аналогичного повышающе-понижающего преобразователя на транзисторе, имеющего при идеальных элементах регулировочную характеристику, не зависящую от нагрузки, здесь эти характеристики зависят от нагрузки. Это связано с тем, что накопительный реактор L_k в рассматриваемой схеме работает в режиме прерывистого тока, а в противопоставляемой схеме рассматривался режим непрерывного тока реактора, да и способ регулирования выходного напряжения здесь стал уже частотно-импульсным, а не широтно-импульсным, как ранее.

Из уравнения (7.4.4) можно получить явное выражение и для внешней характеристики преобразователя в виде $U_{вых}^* = f(I_{вых}^*)_{\omega_T^* = \text{const}}$,

заменив $R^* = U_{\text{ВЫХ}}^* / I_{\text{ВЫХ}}^*$ и решив полученное уравнение снова относительно $U_{\text{ВЫХ}}^*$:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}^*}{R_{\text{ВЫХ}}^*} = I_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{\omega_T^*}{2\pi} \left(1 \pm \sqrt{1 + \frac{4\pi J_{\text{ВЫХ}}^*}{U_{\text{ВЫХ}}^* \omega_T^*}} \right).$$

Из его решения имеем уравнение внешней характеристики

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = \left(\frac{2\pi}{\omega_T^*} I_{\text{ВЫХ}}^* - 1 \right)^{-1}. \quad (7.4.5)$$

7.5.* МЕТОД ОСРЕДНЕНИЯ ПЕРЕМЕННЫХ СОСТОЯНИЙ

Проделанный анализ электромагнитных процессов в различных типах преобразователей постоянного напряжения в постоянное показал, что все переменные состояния в них (напряжения емкостей и токи индуктивностей) содержат две составляющие: постоянную и переменную. Если скорости изменения таких составляющих, характеризующих режим работы устройства по постоянному и переменному току, существенно различны, то два этих режима можно рассматривать отдельно, полагая, что режим по переменному току (динамический режим) есть как бы режим периодических малых отклонений от режима по постоянному току (статического режима). Данное базовое положение хорошо себя зарекомендовало при изучении непрерывных систем, описываемых дифференциальными уравнениями с постоянными параметрами.

Как было показано выше, из-за дискретного характера работы ключей в вентильных преобразователях последние имеют различные системы дифференциальных уравнений на интервалах между коммутациями. При объединении с помощью коммутационных функций этих различных систем на интервалах в одну систему дифференциальных уравнений на периоде процесса приходим к системе дифференциальных уравнений с переменными (разрывными) коэффициентами. Но в такой системе уже трудно в общем случае провести разделение переменных состояний на постоянные и переменные составляющие, хотя уравнения по постоянной составляющей при этом выделить нетрудно, как это было сделано в разд. 7.3. Поэтому требовалась такая методика сведения различ-

ных систем дифференциальных уравнений в одну общую систему, которая бы не содержала переменных коэффициентов.

Подобная методика была создана и получила название *метода осреднения переменных состояний* (ОПС) [138]. Она основана на процедуре объединения отдельных систем дифференциальных уравнений переменных состояний в одну общую систему путем слияния в одну эквивалентную матрицу парциальных матриц отдельных систем, взятых с весовыми коэффициентами, соответствующими парциальной доле длительности существования отдельных интервалов Ψ_l в общем периоде процессов.

В матричной форме системы уравнений пространства состояний x на отдельных L -интервалах периода имеют вид

$$\dot{x} = A_l x + B_l u, \quad y = C_l x, \quad (7.5.1)$$

где x – вектор переменных состояний; u – вектор воздействий; y – вектор выходных переменных.

Общая система уравнений пространства состояний имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \sum_l A_l \Psi_l x + \sum_l B_l \Psi_l u = Ax + Bu, \\ \dot{y} &= \sum_l C_l \Psi_l x = Cx, \end{aligned} \quad (7.5.2)$$

где A , B – эквивалентные осредненные матрицы системы.

Затем переменные состояния, выхода и воздействия представляем в виде совокупностей постоянной (X , Y , U) и переменной (x_Δ , y_Δ , u_Δ) составляющих:

$$x = X + x_\Delta, \quad y = Y + y_\Delta, \quad u = U + u_\Delta. \quad (7.5.3)$$

В результате из системы уравнений (7.5.2) получаем две отдельные системы: алгебраическую систему для постоянных составляющих и систему дифференциальных уравнений для переменных составляющих:

$$AX + BU = 0, \quad Y = CX, \quad (7.5.4a)$$

$$\dot{x}_\Delta = Ax_\Delta + Bu_\Delta, \quad y_\Delta = Cx_\Delta. \quad (7.5.4b)$$

Тогда из решения системы (7.5.4a) получаем постоянные составляющие режима

$$X = -A^{-1}BU, \quad Y = -CA^{-1}BU, \quad (7.5.5)$$

а из преобразованного по Лапласу матричного дифференциального уравнения (7.5.4б) – уравнение в изображениях

$$(\mathbf{pI} - \mathbf{A}) \cdot \mathbf{X}_{\Delta}(p) = \mathbf{B}U_{\Delta}(p), \quad (7.5.6)$$

$$\mathbf{Y}_{\Delta}(p) = \mathbf{C}\mathbf{X}_{\Delta}(p),$$

решение которого дает передаточные функции преобразователя в режиме малых отклонений:

$$\mathbf{W}_x(p) = \frac{\mathbf{X}_{\Delta}(p)}{U_{\Delta}(p)} = (\mathbf{pI} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}, \quad (7.5.7)$$

$$\mathbf{W}_y(p) = \frac{\mathbf{Y}_{\Delta}(p)}{U_{\Delta}(p)} = \mathbf{C}(\mathbf{pI} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}$$

(\mathbf{I} – единичная матрица).

В связи со сложностью эквивалентных матриц \mathbf{A} , \mathbf{B} в (7.5.2) метод осреднения в такой форме применим при числе интервалов непрерывности в периоде процесса в преобразователе не более 2-3. Именно для анализа широтно-импульсных преобразователей постоянного напряжения он и был предложен, где в режиме непрерывного тока имеются два интервала непрерывности, а в режиме прерывистого тока – три интервала.

Проиллюстрируем изложенный метод на примере анализа понижающего ШИП (см. рис. 7.1.2), эквивалентная схема замещения которого с учетом реальных параметров элементов показана на рис. 7.5.1. При этом в схеме ШИП добавлен фильтровой конденсатор C , включенный параллельно нагрузке.

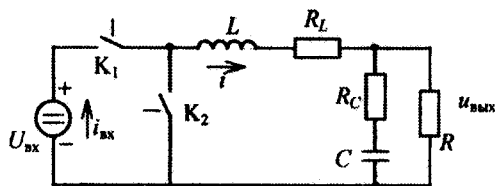


Рис. 7.5.1

Дифференциальные уравнения переменных состояния (тока реактора i и напряжения конденсатора u) для интервала замкнутого состояния ключа K_1 имеют вид

$$\begin{pmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{du}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L + R_0}{L} & -\frac{R_0}{LR_C} \\ \frac{1}{C} \frac{R_0}{R_C} & -\frac{1}{C(R + R_C)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ u \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{u}_{\text{вх}} \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Уравнения переменных вектора выхода y имеют вид

$$\begin{pmatrix} u_{\text{вх}} \\ i_{\text{вх}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ u \end{pmatrix},$$

где $R_0 = \frac{RR_C}{R + R_C}$.

Дифференциальные уравнения переменных состояния для интервала замкнутого положения ключа K_2 имеют вид

$$\begin{pmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{du}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L + R_0}{L} & -\frac{R_0}{LR_C} \\ \frac{1}{C} \frac{R_0}{R_C} & -\frac{1}{C(R + R_C)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ u \end{pmatrix},$$

а уравнения переменных вектора выхода

$$\begin{pmatrix} u_{\text{вх}} \\ i_{\text{вх}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ u \end{pmatrix}.$$

Общая осредненная система уравнений состояния в соответствии с (7.5.2)

$$\begin{pmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{du}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L + R_0}{L} & -\frac{R_0}{LR_C} \\ \frac{R_0}{R_C} & -\frac{1}{C(R + R_C)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ u \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{\Psi_1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{\text{вх}} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (7.5.8)$$

и система уравнений выхода

$$\begin{vmatrix} u_{\text{ВЫХ}} \\ i_{\text{ВХ}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ \Psi & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i \\ u \end{vmatrix}, \quad (7.5.9)$$

где Ψ – относительная длительность импульса напряжения на выходе ШИП.

Теперь для возможности декомпозиции систем уравнений (7.5.8), (7.5.9) на уравнения для постоянной и переменной составляющих представим мгновенные значения переменных в виде их сумм:

$$\begin{aligned} u_{\text{ВХ}} &= U_{\text{ВХ}} + u_{\text{ВХ}\Delta}, & u &= U + u_{\Delta}, & i &= I + i_{\Delta}, \\ \Psi &= \Psi_1 + \Psi_{\Delta}, & u_{\text{ВЫХ}} &= U_{\text{ВЫХ}} + u_{\text{ВЫХ}\Delta}, & i_{\text{ВХ}} &= I_{\text{ВХ}} + i_{\text{ВХ}\Delta}, \end{aligned} \quad (7.5.10)$$

считая переменные составляющие малыми величинами по сравнению с постоянными.

После подстановки (7.5.10) в (7.5.8) и (7.5.9) из последних систем выделяем системы:

уравнений переменных состояния по постоянному току

$$\begin{vmatrix} -(R_L + R_0) & \frac{R_0}{R_C} \\ \frac{R_0}{R_C} & \frac{1}{R + R_C} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ U \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Psi_1 U_{\text{ВХ}} \\ 0 \end{vmatrix} \quad (7.5.11)$$

и уравнений выхода по постоянному току

$$\begin{vmatrix} U_{\text{ВЫХ}} \\ I_{\text{ВХ}} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ \Psi_1 & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I \\ U \end{vmatrix}, \quad (7.5.12)$$

а также систему уравнений переменных состояния по переменному току (по отклонениям)

$$\begin{vmatrix} \frac{di_{\Delta}}{dt} \\ \frac{du_{\Delta}}{dt} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{R_L + R_0}{L} & \frac{R_0}{LR_C} \\ \frac{R_0}{CR_C} & \frac{1}{L(R + R_C)} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{\Delta} \\ u_{\Delta} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \frac{\Psi_1}{L} & \frac{U_{\text{ВХ}}}{L} \\ \frac{R_0}{CR_C} & \frac{1}{L(R + R_C)} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_{\text{ВХ}\Delta} \\ \Psi_{\Delta} \end{vmatrix} \quad (7.5.13)$$

и систему уравнений выхода по переменному току

$$\begin{vmatrix} u_{\text{ВЫХ}\Delta} \\ i_{\text{ВХ}\Delta} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ \Psi_1 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{\Delta} \\ u_{\Delta} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_{\text{ВХ}\Delta} \\ \Psi_{\Delta} \end{vmatrix}. \quad (7.5.14)$$

При выводе этих уравнений любое произведение переменных в отклонениях типа $u_{\Delta}\Psi_{\Delta}$ считалось малой величиной второго порядка и не учитывалось. Таким образом, уравнения (7.5.13) есть линейная модель в малом для ШИП с реальными элементами. После преобразования этих уравнений по Лапласу получаем уравнения в изображениях:

$$\begin{vmatrix} pL + R_L + R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ \frac{R_0}{R_C} & -\left(pC + \frac{1}{R + R_C}\right) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{\Delta}(p) \\ u_{\Delta}(p) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Psi_1 & U_{\text{ВХ}} \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_{\text{ВХ}\Delta}(p) \\ \Psi_{\Delta}(p) \end{vmatrix}, \quad (7.5.15)$$

$$\begin{vmatrix} u_{\text{ВЫХ}\Delta}(p) \\ i_{\text{ВХ}\Delta}(p) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ \Psi_1 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{\Delta}(p) \\ u_{\Delta}(p) \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_{\text{ВХ}\Delta}(p) \\ \Psi_{\Delta}(p) \end{vmatrix}. \quad (7.5.16)$$

Из решения этих уравнений можно получить необходимые передаточные функции ШИП. Для основной передаточной функции по каналу вход управления шириной импульса – выходное напряжение имеем

$$W_y(p) = \frac{u_{\text{ВЫХ}\Delta}(p)}{\Psi_{\Delta}(p)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{\Psi_1} \frac{1 + pR_C C}{p^2 LCR_0 + \left(R_C C + R_0 C + \frac{L}{R + R_C}\right)p + 1}. \quad (7.5.17a)$$

Передаточная функция по каналу возмущения источник входного напряжения – выходное напряжение имеет вид

$$W_B(p) = \frac{u_{\text{ВЫХ}\Delta}(p)}{u_{\text{ВХ}\Delta}(p)} = \frac{R\Psi_1}{R + R_L} W_y(p). \quad (7.5.17б)$$

Выражение для выходного напряжения ШИП по постоянному току $U_{\text{вых}}$ находим из решения уравнений режима постоянного тока (7.5.11), (7.5.12):

$$U_{\text{вых}}^* = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \Psi_1 \frac{R}{R + R_L}. \quad (7.5.18)$$

По уравнению (7.5.18) можно построить семейство регулировочных характеристик рассматриваемого ШИП $U_{\text{вых}}^* = f_1(\Psi_1)_{R=\text{const}}$ и семейство внешних характеристик ШИП $U_{\text{вых}}^* = f(I_{\text{вых}}^*)_{\Psi_1=\text{const}}$.

Для получения последних преобразуем уравнение (7.5.18) к искомому виду:

$$U_{\text{вых}}^* = \Psi_1 \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R}} = \Psi_1 \frac{1}{1 + \frac{R_L I_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}} = \frac{\Psi_1}{1 + \frac{R_L I_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}}}. \quad (7.5.19)$$

Введем базовый ток

$$I_6 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_L},$$

тогда с учетом относительного выходного тока $I_{\text{вых}}^* = I_{\text{вых}} / I_6$ из (7.5.19) получаем

$$U_{\text{вых}}^* = \frac{\Psi_1}{1 + (I_{\text{вых}}^* / U_{\text{вых}}^*)}$$

или

$$U_{\text{вых}}^* = \Psi_1 - I_{\text{вых}}^*. \quad (7.5.20)$$

Графики внешних характеристик здесь очевидны.

Таким образом, метод осреднения пространства состояний является эффективным для анализа широтно-импульсных преобразователей постоянного тока как по постоянному, так и по переменному току в режиме малых отклонений (передаточные функции, частотные характеристики). Такое разделение процессов, как можно строго показать, доступно только в тех случаях, когда частота среза непрерывной части (выходного фильтра) не менее чем на порядок меньше частоты коммутации ключей. В ШИП это практи-

чески всегда имеет место. К сожалению, в резонансных преобразователях это условие не выполняется, поэтому считается, что данный метод к ним прямо неприменим. В разд. 7.2 этот подход использован при анализе режима по постоянному току квазирезонансных преобразователей с реальными параметрами элементов, что позволило просто получить их регулировочные и внешние характеристики. Возможен и малосигнальный анализ этих преобразователей методом осреднения. Информация о других возможных подходах к анализу преобразователей постоянного напряжения в постоянное имеется в работах [137, 138].

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 1.1. Какие известны типы широтно-импульсных преобразователей?
- 1.2. Чем отличается однополярная широтно-импульсная модуляция от двухполярной?
- 1.3. Что определяет регулировочная характеристика ШИП?
- 1.4. Какой ШИП называется реверсивным?
- 1.5. Каким новым свойством обладают преобразователи с управляемым обменом энергии?
- 1.6. Какая основная новая возможность у преобразователя с гальванической развязкой входа и выхода?
- 1.7. Что определяет внешняя характеристика преобразователей постоянного напряжения?
 - 2.1. В каких ШИП возможна рекуперация энергии из нагрузки?
 - 2.2. Как сказываются параметры реальных элементов преобразователей с управляемым энергообменом на внешние характеристики?
 - 2.3. Как влияют параметры реальных элементов преобразователей с управляемым энергообменом на регулировочные характеристики?
 - 2.4. Какая особенность у входного тока преобразователя Кука?
 - 2.5. Почему преобразователи постоянного напряжения в постоянное называют «электронными трансформаторами постоянного напряжения»?
 - 2.6. Какие ключи называются резонансными?
 - 2.7. Как отличаются внешние и регулировочные характеристики квазирезонансного преобразователя от соответствующих характеристик ШИП?
 - 2.8. Какой способ регулирования напряжения КРП называют частотно-импульсным?
 - 2.9. Какое свойство преобразователей с дозированной передачей электрической энергии в нагрузку послужило основанием к их названию?
 - 2.10. Какой способ регулирования напряжения применим в преобразователях с дозированной передачей электрической энергии?
 - 2.11. В чем суть метода осреднения переменных состояния?

- 2.12. Какова процедура метода ОПС?
- 2.13. Какие характеристики ШИП можно получить методом ОПС?
- 2.14.* В каких преобразователях постоянного напряжения, кроме ШИП, возможна рекуперация энергии из нагрузки?

УПРАЖНЕНИЯ

1. Вывести формулу для коэффициента гармоник напряжения на активном сопротивлении нагрузки ШИП с выходным LC -фильтром.
2. Вывести формулу для коэффициента гармоник входного тока идеального ШИП при однополярной модуляции напряжения на выходе.
3. Вывести формулу для коэффициента гармоник входного тока идеального ШИП при двухполярной модуляции напряжения на выходе.
4. Рассчитать средние и действующие значения токов транзистора и диода идеального ШИП.
- 5*. Вывести уравнение внешней характеристики ШИП при учете у источника питания уравнения внутреннего сопротивления.
6. Вывести выражение для коэффициента гармоник выходного напряжения идеального повышающего преобразователя.
7. Нарисовать формы токов транзистора и диодов обратного преобразователя с трансформатором без индуктивностей рассеивания, определить действующие и средние значения токов.
8. Нарисовать формы токов транзистора и диодов прямоходового преобразователя с идеальным трансформатором и рассчитать их средние и действующие значения.
9. Рассчитать действующие и средние значения токов транзистора и диодов квазирезонансного преобразователя с переключением при нулевом токе.
10. Рассчитать действующие и средние значения токов транзистора и диодов квазирезонансного преобразователя с переключением при нулевом напряжении.
- 11*. Рассчитать границы устойчивости в малом ШИП со стабилизацией выходного напряжения при пропорциональном регуляторе.



Глава 8

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ В ПЕРЕМЕННОЕ – АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

И снова я, философ скромный,
Укрылся в милый мне приют.

А.С. Пушкин

Инвертированием в силовой электронике называют процесс преобразования постоянного напряжения в переменное, т.е. процесс, обратный выпрямлению. Устройства, осуществляющие такое преобразование, называются инверторами. Различают два типа инверторов:

- *зависимые инверторы* или *инверторы, ведомые сетью*;
- *независимые* или *автономные инверторы*.

Зависимый инвертор работает при наличии в его выходной цепи источника переменного напряжения, который задает форму, частоту и величину напряжения образованной им сети переменного напряжения. В этой сети могут находиться потребители переменного тока, и задача зависимого (от этой сети) инвертора сводится к поставке в нее недостающей или дополнительной активной мощности. С примером использования зависимого инвертора мы сталкиваемся в системе передачи электрической энергии постоянным током при связи двух энергосистем переменного напряжения. При этом на передающем конце линии выпрямитель преобразует переменное напряжение в постоянное, а на приемном конце зависимый инвертор преобразует постоянный ток в переменный, добавляя в приемную энергосистему свою активную энергию. Возможна смена функций вентильных преобразователей на обратные для обращения потока активной мощности в линии постоянного тока.

Взаимная обратимость функций выпрямления и зависимого инвертирования позволила построить их теорию на базе единой ме-

тодологии, изложенной в гл. 3, поэтому здесь анализируются только автономные инверторы.

Автономный инвертор может работать при отсутствии на его выходе каких-либо источников переменного напряжения. При этом частота выходного напряжения автономного инвертора определяется частотой импульсов управления вентилями инвертора, а форма и величина выходного напряжения – характером, величиной нагрузки и его схемой.

Различают три типа автономных инверторов: 1) *инверторы тока*; 2) *резонансные инверторы*; 3) *инверторы напряжения*.

Наиболее широкие возможности и области применения у инвертора напряжения. Мы называем его лучшим универсальным модулем преобразования электрической энергии. Помимо основной функции преобразования постоянного тока в переменный он может в обращенном режиме выполнять обратную функцию, т. е. преобразование переменного напряжения в постоянное (см. разд. 3.11 и 13.4). Кроме того, при нулевой частоте выходного напряжения он превращается в реверсивный преобразователь постоянного напряжения в постоянное (см. разд. 7.11). На его основе выполняются активные фильтры напряжения и тока (см. разд. 11.2), компенсаторы реактивной мощности (см. разд. 11.2), регуляторы переменного напряжения (см. разд. 8.3), непосредственные преобразователи частоты (см. разд. 10.3), т. е. ячейка инвертора напряжения является источником новых схем.

8.1. ИНВЕРТОРЫ ТОКА

Инвертор тока – исторически первый тип автономного инвертора – характеризуется двумя отличительными энергетическими признаками. Во-первых, его входная цепь есть цепь со свойствами источника постоянного тока, а функция его вентиля сводится к периодическому переключению направления этого тока в выходной цепи. Значит, на выходе вентильного коммутатора будет переменный ток (или, иначе говоря, периодически переключаемый по направлению постоянный ток), т. е. цепь со свойствами источника переменного тока. Во-вторых, нагрузкой инвертора тока должна быть цепь со свойствами, близкими к источнику напряжения, т. е. с малым внутренним динамическим сопротивлением, допускающим протекание через него скачкообразно меняющегося тока. Практически это обеспечивается включением на выход вентильного ком-

мутатора конденсатора, что позволяет подключить после него любую реальную нагрузку с индуктивностью, не допускающей скачков тока. Условная схема инвертора тока с коммутатором показана на рис. 8.1.1, а. Диаграммы напряжений и токов на входе и выходе коммутатора приведены на рис. 8.1.1, б.

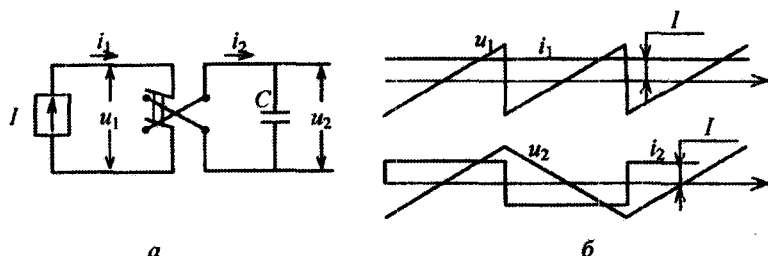


Рис. 8.1.1

Переменный прямоугольный ток i_2 на выходе коммутатора порождает переменное линейно изменяющееся напряжение на конденсаторе C . Коммутатор при этом выполняет функцию преобразования постоянного тока в переменный, т.е. в соответствии с (1.4.3) запишем

$$i_2 = \psi_k i_1, \quad (8.1.1a)$$

где ψ_k — коммутационная функция коммутатора (вентильного комплекта), имеющая здесь вид прямоугольного колебания единичной амплитуды. Кроме того, в соответствии со вторым уравнением (1.4.3)

$$u_1 = \psi_k u_2 \quad (8.1.16)$$

коммутатор еще выполняет обратную функцию, т.е. преобразование переменного напряжения u_2 на конденсаторе C в постоянное (выпрямленное) напряжение u_1 в звене постоянного тока источника тока I . При этом в связи с отсутствием в примере потребления активной мощности с выхода инвертора среднее значение входного напряжения инвертора u_1 равно нулю.

8.1.1. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ИНВЕРТОР ТОКА

Принципиальная схема однофазного *параллельного инвертора тока* показана на рис. 8.1.2. Здесь функцию коммутатора выполняет однофазная мостовая схема на тиристорах. Режим источника тока на входе инвертора, получающего питание от источника на-

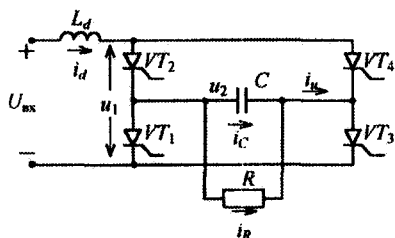


Рис. 8.1.2

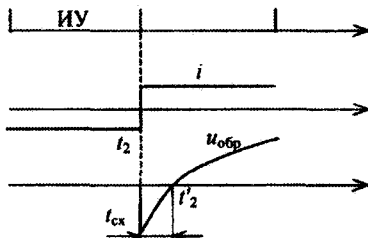


Рис. 8.1.3

пряжения $U_{вх}$, создан включением в цепь постоянного тока реактора L_d с индуктивностью, достаточной для подавления возможных пульсаций входного тока. Нагрузка инвертора состоит из сопротивления R .

Диаграммы токов и напряжений элементов инвертора показаны на рис. 8.1.3. Конденсатор C помимо отмеченной функции энергетического буфера (по току) между выходом инвертора с разрывным током и нагрузкой, не допускающей в общем случае скачков тока в ней, имеет еще одну функцию. Он обеспечивает *искусственную коммутацию* тиристоров инвертора, т.е. выключение тиристоров под действием напряжения заряженного конденсатора, прикладываемого к ним в обратном направлении. Так, при проводящих тиристорах VT_1 и VT_4 диагонали моста конденсатор C заряжается от источника входного напряжения $U_{вх}$ в полярности «плюс» слева конденсатора и «минус» справа. Тогда при включении импульсами управления (ИУ) тиристоров VT_2 , VT_3 второй диагонали моста через них к тиристорам VT_1 и VT_4 скачком приложится обратное напряжение и они выключатся. Конденсатор C теперь начнет перезаряжаться в обратную полярность, как видно из диаграмм на рис. 8.1.3, а за время действия $t_{сх}$ на тиристоре обратного напряжения он должен успеть восстановить свои управляющие свойства.

Для получения внешних и регулировочных характеристик инвертора тока построим модель преобразователя в рамках метода АДУ(1). В предположении, что элементы схемы идеальны, приведем схему замещения инвертора тока (рис. 8.1.4.).

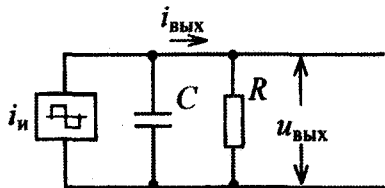


Рис. 8.1.4

Источник входного постоянного напряжения $U_{вх}$ с последовательно включенным реактором L_d и тиристорный мостовой коммута-

тор представим источником переменного прямоугольного тока i_n . Для упрощения анализа нагрузки инвертора полагаем чисто активной, но по методу АДУ(1) можно сделать расчет для любой схемы замещения нагрузки.

Дифференциальное уравнение для первых гармоник переменных имеет вид

$$C \frac{du_{\text{ВЫХ}}(1)}{dt} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}(1)}{R} = i_n(1). \quad (8.1.2)$$

После его алгебраизации (см. п. 1.5.2) для действующего значения первой гармоники выходного напряжения получим

$$U_{\text{ВЫХ}}(1) = \frac{I_n(1)R}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}}. \quad (8.1.3)$$

Выразим действующее значение первой гармоники выходного тока вентильного моста инвертора $I_{и(1)}$ через параметры схемы из уравнения баланса активных мощностей на входе и выходе инвертора при идеальных параметрах элементов схемы:

$$U_{\text{ВХ}} I_d = U_{\text{ВХ}} K_{п.т} I_{и(1)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2(1)}{R}, \quad (8.1.4)$$

где $K_{п.т} = \pi/2\sqrt{2}$ – коэффициент преобразования схемы по току, (см. формулу (2.3.25)). Тогда

$$I_{и(1)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{U_{\text{ВХ}} K_{п.т} R},$$

и, подставив это уравнение в (8.1.3), получим в относительных единицах

$$U_{\text{ВЫХ}}^*(1) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(1)}{U_{\text{ВХ}}} = K_{п.т} \sqrt{1 + (R^*)^2}, \quad (8.1.5)$$

где $R^* = \omega CR$ – относительное значение сопротивления нагрузки по сравнению с сопротивлением емкости C .

Так как ток нагрузки в сопротивлении R обратно пропорционален величине этого сопротивления, на рис. 8.1.5, а построена зависимость $U_{\text{ВЫХ}}^* = f_1(1/R^*)$, которая может быть названа квази-внешней характеристикой инвертора тока.

Заметим, что если в уравнении (8.1.4) заменить R^* на отношение

$$R^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^*}{I_{\text{ВЫХ}}^*}, \quad (8.1.6a)$$

где $I_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{\omega C U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_6}$, то получим уравнение $U_{\text{ВЫХ}}^* = f_2(I_{\text{ВЫХ}}^*)$,

дающее внешнюю характеристику по определению.

Уравнение (8.1.4) определяет и зависимость выходного напряжения инвертора тока от частоты импульсов управления вентилями ω , которая может быть названа регулировочной характеристикой, т.е. здесь имеет место частотный способ регулирования величины переменного напряжения, что не всегда приемлемо.

В инверторе тока показательна еще его входная характеристика, определяемая как зависимость относительного среднего значения входного тока инвертора I_d от относительной проводимости нагрузки: $I_d^* = f(1/R^*)$, где за базовый ток по-прежнему принят ток, равный отношению базового напряжения к базовому сопротивлению:

$$I_6 = \frac{U_6}{X_6} = \omega C U_{\text{ВХ}}. \quad (8.1.6b)$$

Из (8.1.3) с учетом (8.1.4) и (8.1.6) получаем

$$I_d^* = \frac{I_d}{\omega C U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^*(1)}{K_{\text{П.Т}} R^*} = \sqrt{1 + (1/R^*)^2}. \quad (8.1.7)$$

График этой зависимости построен на рис. 8.1.5, б.

Как и в зависимом, так и в автономном инверторах тока есть ограничение на предельное значение тока нагрузки, поскольку с ростом тока нагрузки ускоряется процесс перезаряда конденсатора после каждой коммутации, а значит, уменьшается время приложения к тиристорам отрицательного напряжения для восстановления его управляющих свойств, как это видно из диаграммы на рис. 8.1.3. Можно показать [11], что это время $t_{\text{сх}}$, которое не может быть меньше, чем время восстановления управляющих свойств тиристора $t_{\text{в}}$, находится из формулы

$$\beta = \omega t_{\text{сх}} = R^* \ln \frac{2}{1 + e^{-\pi/R^*}} \geq \omega t_{\text{в}}. \quad (8.1.8)$$

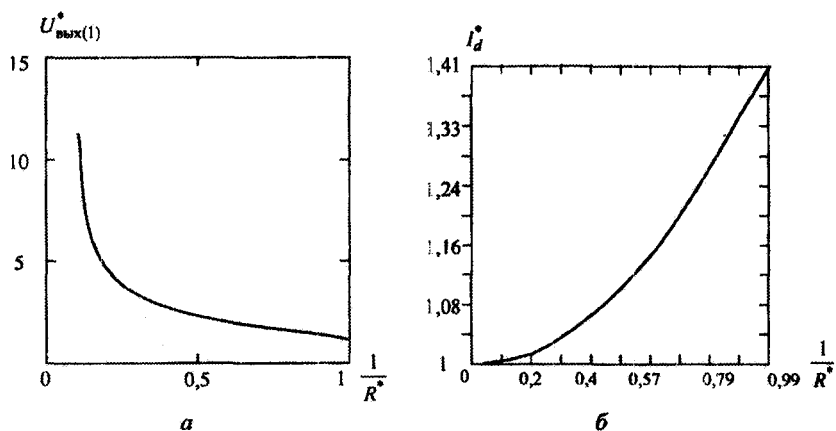


Рис. 8.1.5

С другой стороны, угол β определяет связь переменного напряжения на выходе инвертора $U_{\text{вых}}$ с постоянным напряжением на его входе $U_{\text{вх}}$. В соответствии с регулировочной характеристикой управляемого выпрямителя имеем

$$U_d = U_{\text{вх}} = K_{\text{п.н}} U_{\text{вых}} \cos \beta,$$

откуда

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{K_{\text{п.н}} \cos \beta}. \quad (8.1.9)$$

Таким образом, на основании выполненного анализа можно заключить, что инвертор тока:

- не допускает режимов холостого хода и имеет ограничение по предельному значению тока нагрузки;
- имеет внешнюю характеристику с участком резкого спада напряжения;
- имеет форму выходного напряжения, зависящую от величины нагрузки (треугольную форму в режимах, близких к холостому ходу, и квазисинусоидальную – в режимах предельных нагрузок);
- является инерционным преобразователем, так как скорость изменения режима определяется скоростью изменения тока в реакторе с большой индуктивностью L_d ;
- не рационален для получения низких частот выходного напряжения, так как при этом возрастают массогабаритные показатели реактора и конденсатора.

Для ослабления этих недостатков или устранения некоторых из них модифицируют классическую схему [142] так называемого параллельного инвертора тока за счет [143 – 151]:

- введения дополнительных конденсаторов на выходе инвертора;
- введения отсекающих вентиляй;
- введения вентиляй обратного тока;
- введения тиристорно-индуктивного регулятора;
- применения широтно-импульсного регулирования выходного тока инвертора;

– применения векторного (фазового) регулирования.

Ниже кратко рассмотрены указанные варианты инверторов тока.

8.1.2. РАЗВИТИЕ СХЕМОТЕХНИКИ ИНВЕРТОРОВ ТОКА

Последовательно-параллельный инвертор тока. При предельных токах нагрузки параллельного инвертора тока, не вызывающих восстановления управляющих свойств проводящего тиристора, происходит короткое замыкание источника входного напряжения через невосстановившийся тиристор и вновь включенный очередной тиристор, т.е. через две ветви моста. Можно схемным решением ограничить предельно возможный ток, отбираемый с выхода мостового коммутатора, если подключить нагрузку параллельно части расщепленного компенсирующего конденсатора *последовательно-параллельного инвертора тока*, как показано на рис. 8.1.6.

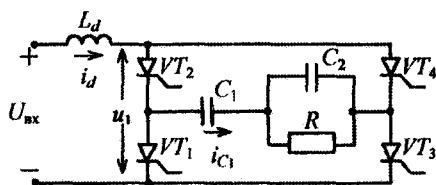


Рис. 8.1.6

Здесь конденсатор C_1 будет ограничивать предельную величину тока i_n , отбираемого с выхода тиристорного коммутатора, по мере уменьшения сопротивления нагрузки R . В пределе при коротком замыкании в нагрузке ($R = 0$) инвертор переходит в режим холостого хода с емкостью C_1 (C_2 закорочена), раскачивая напряжение на ней до бесконечности в соответствии с внешней характеристикой идеального параллельного инвертора. Это требует принятия дополнительных мер (рассматриваемых ниже) по ограничению выходного напряжения инвертора, в то время как ток короткого замыкания нагрузки здесь уже вначале ограничен самой схемой.

Инвертор тока с отсекающими вентилями. Из принципа работы параллельного инвертора тока на тиристорах видно, что переменный ток инвертора i_n должен опережать переменное напря-

жение на его выходе $u_{\text{вых}}$ на угол β . Это опережение обеспечивается за счет реактивной мощности конденсатора Q_C , которая расходуется на компенсацию реактивной мощности нагрузки Q_H при отстающей фазе φ тока относительно напряжения и реактивной мощности на коммутацию Q_K , пропорциональную углу β и необходимую для восстановления управляющих свойств вентиля после его выключения. Тогда уравнение баланса реактивных мощностей на выходе инвертора тока с учетом векторной диаграммы (рис. 8.1.7) будет иметь вид

$$Q_C = \frac{\omega C U^2}{2} = Q_H + Q_K = P_H \operatorname{tg} \varphi + P_H \operatorname{tg} \beta, \quad (8.1.10)$$

откуда

$$C = \frac{P_H (\operatorname{tg} \beta + \operatorname{tg} \varphi_H)}{\omega U}. \quad (8.1.11)$$

Из этого соотношения видно, что при заданных активной мощности нагрузки P_H , ее $\cos \varphi_H$ и требуемом тиристорами угле β на их восстановление величина емкости обратно пропорциональна частоте выходного напряжения ω . Отсюда следуют два важных вывода. В о - п е р в ы х, параллельный инвертор тока трудно применять для получения низких частот выходного напряжения из-за больших значений емкости конденсатора, а также индуктивности реактора L_d в звене постоянного тока, призванного подавлять во входном токе инвертора гармонику тока, кратную удвоенной выходной частоте инвертора (см. рис. 8.1.1, б). В о - в т о р ы х, параллельный инвертор тока плохо подходит для получения выходного напряжения с регулируемой частотой, например для целей построения регулируемого электропривода переменного тока, так как переизбыток реактивной мощности конденсатора на высоких частотах будет приводить к резкому росту напряжения на выходе инвертора в соответствии с уравнением внешней характеристики (8.1.5).

Для устранения указанных недостатков используют *инвертор тока с отсекающими вентилями*, которые могут быть управляемыми. Поскольку такой инвертор тока позволяет регулировать частоту выходного напряжения, целесообразно рассмотреть пример трехфазного инвертора тока с отсекающими вентилями, предназначенного для питания трехфазных асинхронных двигателей. Схема такого инвертора показана на рис. 8.1.8, он

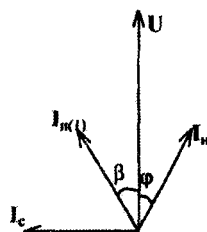


Рис. 8.1.7

содержит две группы коммутирующих конденсаторов: C_1, C_3, C_5 для катодной группы вентилях VT_1, VT_3, VT_5 и C_2, C_4, C_6 для анодной группы вентилях VT_2, VT_4, VT_6 . Конденсаторы отделены от фаз нагрузки Z_A, Z_B, Z_C соответствующими отсекающими диодами $VD_1 - VD_6$.

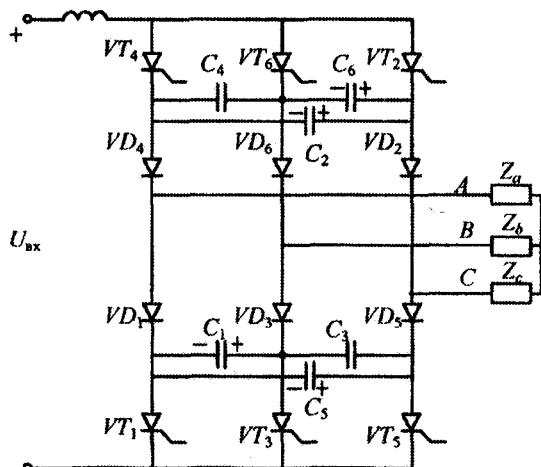


Рис. 8.1.8

В любой момент времени в схеме открыты два тиристора, один в катодной группе и один в анодной группе, например VT_1 и VT_2 , через которые питаются фазы C и A нагрузки. Это означает, что каждый тиристор работает по одной трети периода выходного напряжения. Такой режим есть следствие так называемого *120-градусного алгоритма управления* инвертором. Конденсаторы C_1 и C_5 заряжены в полярности, указанной на рис. 8.1.8. При включении очередного тиристора VT_3 к тиристор VT_1 скачком прикладывается в обратном направлении напряжение конденсатора C_1 и тиристор VT_1 выключается. Так как в цепи постоянного тока протекает неизменный ток $i_d = I_d$, теперь этот ток вместо тиристора VT_1 потечет через конденсатор C_1 и параллельную ему цепочку из последовательных конденсаторов C_5 и C_3 . В момент смены полярности напряжения на конденсаторе C_1 закончится действие отрицательного напряжения на тиристоре VT_1 и он восстановит свои управляющие свойства. Другая характерная особенность процесса коммутации связана с фактом достижения напряжением на конденсаторе C_1 линейного напряжения U_{AB} . С этого момента начнется

коммутация тока нагрузки, равного I_d , из фазы A в фазу B по контуру $C_1 - D_3 - Z_B - Z_A - D_1 - C_1$.

Этот процесс аналогичен процессу коммутации в диодном выпрямителе, только вместо напряжения сети коммутирующим является напряжение на конденсаторе C_1 . В процессе коммутации ток фазы B нагрузки нарастает, а ток фазы A уменьшается так, что сумма токов остается равной току I_d . Конденсатор C_1 продолжает дозарядаться до момента времени, пока не спадет к нулю ток фазы A и диод VD_1 не закроется. В этот характерный момент коммутации инвертор переходит в новое состояние с открытыми тиристорами VT_3 и VT_2 и с токами в фазах B и C нагрузки. При этом емкость C_1 перезарядилась в обратную полярность напряжения, емкость C_5 разрядилась, а емкость C_3 зарядилась в полярность минус слева, плюс справа и подготовилась для коммутации тока с тиристора VT_3 на тиристор VT_5 через 120° . Через шестую часть периода произойдет аналогичная коммутация в анодной группе вентилей при включении тиристора VT_4 , при этом заряженные в указанной полярности емкости C_2 и C_6 подготовлены для обеспечения выключения тиристора VT_2 .

Таким образом, емкости в этом инверторе подключаются параллельно нагрузке только на время коммутации токов в фазах нагрузки, поэтому они и названы коммутирующими. Их величина не зависит от значения реактивной мощности нагрузки, что и позволяет работать инвертору тока с отсекающими диодами на любую нагрузку и при любой частоте выходного напряжения в пределах коммутирующей способности емкостей.

Инвертор тока с выпрямителями обратного тока. Для предотвращения чрезмерного возрастания напряжения на выходе инвертора тока при малых нагрузках в соответствии с уравнением внешней характеристики (8.1.4) на его выход вводят *выпрямитель обратного тока*, нагруженный на противоЭДС требуемого уровня (рис. 8.1.9). Реактор $L_{об}$ в цепи постоянного тока выпрямителя обратного тока на диодах $VD_1 - VD_4$ обеспечивает режим непрерывного тока в цепи. При этом внешняя характеристика инвертора тока будет иметь участок ограничения напряжения при малых нагрузках (рис. 8.1.10).

Практически неудобно иметь второй источник постоянного напряжения, необходимый для нагрузки выпрямителя обратного тока. Непосредственно подключить выход этого выпрямителя к источнику входного напряжения $U_{вх}$ нельзя, так как его выпрямленное напряжение $U_{об} = U_{вх} K_{п.н}$ больше, чем напряжение входного

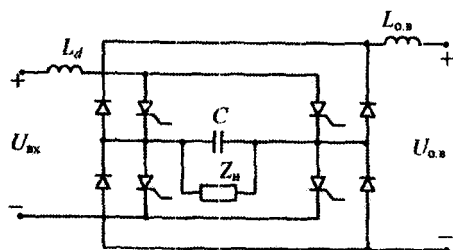


Рис. 8.1.9

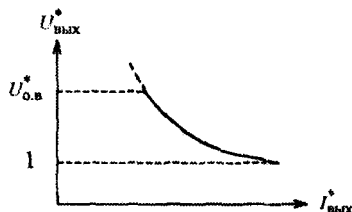


Рис. 8.1.10

источника, величина которого связана соотношением (8.1.9), т.е. $U_{\text{вх}} = K_{\text{п.п}} U_{\text{вых}} \cos \beta$. Поэтому на вход выпрямителя обратного тока нужно подать только $\cos \beta$ – часть выходного напряжения инвер-

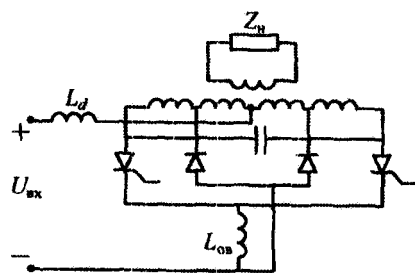


Рис. 8.1.11

тора, что требует наличия на его выходе трансформатора, к отводам которого и подключаются диоды выпрямителя обратного тока. Это естественным образом достигается в нулевой схеме автономного инвертора тока, требующей по характеру работы наличия выходного трансформатора, как показано на рис. 8.1.11.

Очевидно, что, сделав вентили обратного тока управляемыми с углом α , можно регулировать величину выходного напряжения инвертора тока, поскольку тогда

$$U_{\text{о.в}} = K_{\text{к.п}} U_{\text{вых}} \cos \alpha,$$

т.е.

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{о.в}}}{K_{\text{к.п}} \cos \alpha} = \frac{U_{\text{вх}}}{K_{\text{к.п}} \cos \alpha}. \quad (8.1.12)$$

С другой стороны, добавление на выход инвертора тока управляемого выпрямителя обратного тока уменьшит результирующий коэффициент мощности нагрузки инвертора, т.е. его $\varphi_{\text{н}}$, что в соответствии с (8.1.11) потребует увеличения емкости конденсатора C для компенсации возросшей реактивной мощности результирующей нагрузки, складывающейся из собственной нагрузки инвертора и нагрузки выпрямителя обратного тока.

Таким образом, можно заключить, что:

- использование выпрямителя обратного тока в инверторе требует дополнения его выходным трансформатором и при неуправляемом выпрямителе только ограничивает предельную величину выходного напряжения инвертора;
- при управляемом выпрямителе обратного тока появляется возможность регулировать выходное напряжение инвертора ценой повышения затрат на установку конденсатора большей величины, что ограничивает применение этой модификации инвертора;
- появляется дополнительный канал управления.

Инвертор тока с тиристорно-реакторным регулятором. Как следует из соотношения (8.1.11), при прочих равных условиях выходное напряжение инвертора зависит от коэффициента мощности нагрузки $\cos \varphi_n$. Именно это свойство использовано в рассмотренном выше инверторе тока с управляемым выпрямителем обратного тока. Возможно и иное регулирование результирующей реактивной мощности, потребляемой с выхода инвертора тока, – за счет подключения параллельно нагрузке чисто реактивного регулируемого потребителя тока, влияющего на результирующий коэффициент мощности. В качестве такого регулируемого реактивного сопротивления обычно используется индуктивность реактора, включенного последовательно с парой встречно-параллельно включенных тиристоров (см. гл. 9), как это видно из схемы такого инвертора на рис. 8.1.12.

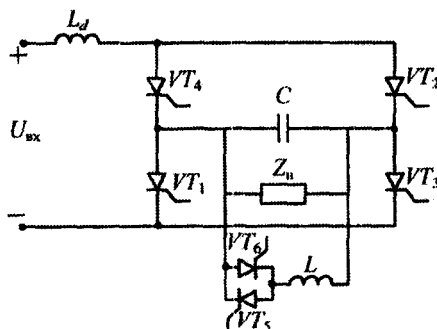


Рис. 8.1.12

В гл. 9 будет показана зависимость эквивалентной (виртуальной) индуктивности на входе такой тиристорно-реакторной цепи от угла управления α тиристорами и индуктивности реактора. Сейчас будем полагать, что параллельно активному сопротивле-

нию R нагрузки включена еще эквивалентная индуктивность L (см. рис. 8.1.9).

Для получения уравнений внешних и регулировочных характеристик такого инвертора тока запишем дифференциальное уравнение для выходной цепи инвертора:

$$C = \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R} + \frac{1}{L} \int u_{\text{ВЫХ}} dt = i_n. \quad (8.1.13)$$

Выполнив алгебраизацию этого уравнения для действующего значения первой гармоники выходного напряжения, аналогичную сделанной для уравнения (8.1.2), получим в тех же относительных единицах уравнение

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = K_{\text{п.т}} \sqrt{1 + (R^*)^2 + (\text{ctg } \varphi_n)^2 - 2 \text{ctg } \varphi_n}. \quad (8.1.14)$$

По этому соотношению можно построить семейства внешних и регулировочных характеристик при различных значениях угла φ_n полного сопротивления нагрузки. Они подобны соответствующим характеристикам для $\varphi_n = 0$ (см. рис. 8.1.5).

Методом АДУ2 можно определить и качество выходного напряжения инвертора, оцениваемого по его коэффициенту гармоник. Чтобы получить действующие значения высших гармоник выходного напряжения методом АДУ2, запишем дифференциальное уравнение для мгновенного значения напряжения высших гармоник, аналогичное (8.1.13):

$$C \frac{du_{\text{ВЫХ.В.Г}}}{dt} + \frac{u_{\text{ВЫХ.В.Г}}}{R} + \frac{1}{L} \int u_{\text{ВЫХ.В.Г}} dt = i_{\text{и.в.г}}. \quad (8.1.15)$$

После его алгебраизации (см. п. 1.5.2) для действующих значений получим выражение

$$C^2 U_{\text{ВЫХ.В.Г}}^2 + \bar{U}_{\text{ВЫХ.В.Г}}^2 \left(\frac{1}{R^2} - 2 \frac{C}{L} \right) + (\bar{U}_{\text{ВЫХ.В.Г}}^{(2)})^2 \frac{1}{L^2} = (\bar{I}_{\text{и.в.г}})^2. \quad (8.1.16)$$

Из (8.1.16) видно, что в рамках первого уровня приближения ($N = 1$, т.е. $\bar{U}_{\text{ВЫХ.В.Г}} = 0$, $\bar{U}_{\text{ВЫХ.В.Г}}^{(2)} = 0$) решение не будет включать в себя параметры нагрузки R и L . Поэтому построим решение в рамках второго уровня приближения ($N = 2$) [21], для чего проинтегрируем левую и правую части уравнения (8.1.15) два раза:

$$C u_{\text{ВЫХ.В.Г}} + \frac{u_{\text{ВЫХ.В.Г}}^{(-2)}}{R} + \frac{u_{\text{ВЫХ.В.Г}}^{(-3)}}{L} = \bar{i}_{\text{и.в.г}}^{(2)}. \quad (8.1.17)$$

В рамках второго уровня приближения ($N = 2$, т.е. $\bar{U}_{\text{вых.в.г}}^{(2)} = 0$, $\bar{I}_{\text{вых.в.г}}^{(3)} = 0$) из (8.1.17) после алгебраизации получим

$$\bar{U}_{\text{вых.в.г}} = \frac{1}{C} \bar{I}_{\text{и.в.г}}^{(2)} = \frac{I_{\text{и}(1)}}{\omega^2 C} \bar{K}_{\text{г.т}}^{(2)}. \quad (8.1.18)$$

Здесь $\bar{K}_{\text{г.т}}$ – интегральный коэффициент гармоник выходного тока вентильного комплекта инвертора при прямоугольной форме тока, равный для однофазного инвертора 0,04.

Тогда из (8.1.16) с учетом (8.1.18) будем иметь

$$U_{\text{вых.в.г}} = \frac{1}{C^2} \left[\left(\frac{I_{\text{и}(1)}}{\omega} \bar{K}_{\text{г.т}} \right)^2 - \left(\frac{1}{R^2} - 2 \frac{C}{L} \right) \left(\frac{I_{\text{и}(1)}}{\omega^2 C} \bar{K}_{\text{г.т}}^{(2)} \right)^2 \right] \quad (8.1.19)$$

или в тех же относительных единицах, что и в формуле для первой гармоники по (8.1.5):

$$U_{\text{вых.в.г}}^* = (I_{\text{и}(1)}^* \bar{K}_{\text{г.т}})^2 + \left[\left(\frac{1}{R^*} \right)^2 - 2 \left(\frac{1}{L^*} \right)^2 \right] (I_{\text{и}(1)}^* \bar{K}_{\text{г.т}}^{(2)})^2. \quad (8.1.20)$$

С помощью этого соотношения и (8.1.14) определяем коэффициент гармоник выходного напряжения

$$K_{\text{г}} = \frac{U_{\text{вых.в.г}}^*}{U_{\text{вых}(1)}^*}, \quad (8.1.21)$$

который зависит от интегральных коэффициентов гармоник тока вентильного комплекта инвертора первого и второго порядков.

Таким образом, сделаем следующие выводы:

- тиристорно-реакторный регулятор, подгружая выход инвертора реактивным током, расширяет рабочий участок внешних характеристик инвертора тока, на котором выходное напряжение мало зависит от выходного тока инвертора, но не исключает резкого возрастания выходного напряжения инвертора при снижении потребления нагрузкой активной мощности (при росте R^*);

- тиристорное регулирование тока индуктивности искажает его, что соответственно приводит к дополнительному искажению формы выходного напряжения инвертора, не учитываемому формулой (8.1.21);

- появляется дополнительный канал управления.

Инвертор тока с широтно-импульсным способом формирования кривой выходного тока. Прямоугольный характер тока на выходе вентиляльного комплекта инвертора тока обуславливает близкую прямоугольной (точнее, трапецеидальной) форме выходного напряжения инвертора на низких частотах, когда время перезаряда коммутационной емкости становится малым по сравнению с длительностью полупериода выходного напряжения. Это ограничивает нижнюю рабочую частоту инвертора тока с рассмотренным простым алгоритмом управления.

Качество выходного напряжения инвертора тока можно значительно улучшить, если применить на низких выходных частотах *широтно-импульсный способ формирования кривой выходного тока* вентиляльного комплекта инвертора. Подобные регулируемые по выходной частоте источники переменного напряжения требуют прежде всего системы регулируемого электропривода переменного тока, которые начиная с мощности несколько киловатт являются трехфазными. Проанализируем широтно-импульсный способ формирования выходного тока инвертора применительно к трехфазному инвертору тока. Для концентрации внимания именно на особенности алгоритма управления рассмотрим инвертор тока на ГТО-тиристорах (рис. 8.1.13), хотя все сказанное применимо и к трехфазному тиристорному инвертору с отсекающими вентилями.

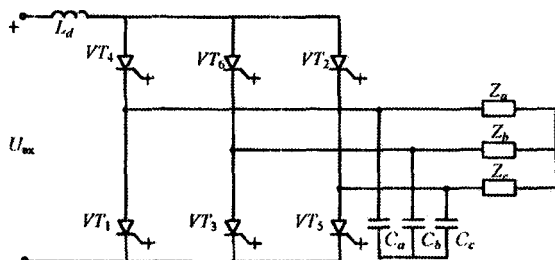


Рис. 8.1.13

Улучшение формы выходного тока инвертора достигается формированием каждого полупериода тока в виде последовательности импульсов тока, длительность которых изменяется по трапецеидальному закону (рис. 8.1.14). Такой алгоритм управления просто реализуется с учетом установленной выше особенности трехфазного инвертора тока – наличия включенными в любой момент времени одного вентиля катодной группы моста инвертора и одного вентиля анодной группы [24]. Конденсаторы C на выходе инвертора выполняют функцию «энергетического буфера» между импуль-

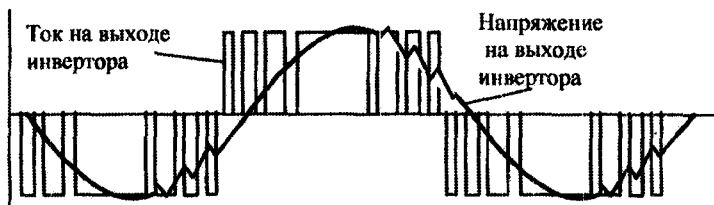


Рис. 8.1.14

сами источника тока, каким по выходу является инвертор тока, и нагрузкой Z_n , как правило, содержащей последовательный реактанс индуктивного характера (индуктивности рассеивания трансформаторов, асинхронных двигателей), не допускающий скачков тока в них.

Таким образом, автономные инверторы тока имеют следующие свойства:

- сильную зависимость величины и формы выходного напряжения от величины и характера нагрузки в классическом варианте инвертора. Ограничение на минимум нагрузки диктуется допустимой степенью возрастания напряжения на выходе инвертора. Ограничения на максимум нагрузки обусловлены требованием восстановления управляющих свойств тиристоров. Влияние изменения частоты выходного напряжения на его величину такое же, как влияние изменения нагрузки;

- большую величину индуктивности реактора в звене постоянного тока для реализации режима источника тока, что ухудшает массогабаритные показатели инвертора тока. Пульсация амплитуды импульсов тока инвертора обусловлена конечным значением индуктивности реактора L_d на выходе инвертора, подключенного к трехфазному мостовому выпрямителю;

- большую инерционность регулирования выходного напряжения за счет регулирования входного напряжения инвертора из-за большой электромагнитной постоянной времени реактора в звене постоянного тока;

- возможность уменьшения пределов изменения напряжения на внешней характеристике модифицированного инвертора путем применения или выпрямителя обратного тока, или тиристорно-индуктивного регулятора;

- возможность снижения величины (а значит, и массогабаритных показателей) коммутирующей емкости за счет применения отсекающих вентиляей;

- возможность улучшения гармонического состава выходного напряжения инвертора прежде всего при низких частотах методом широтно-импульсного формирования токов вентиляей, особенно при использовании алгоритмов векторной широтно-импульсной модуляции тока по синусоидальному закону (см. гл. 12);
- благоприятный с позиций электромагнитной совместимости режим нагрузки источника входного напряжения постоянным током со входа инвертора тока.

8.2. РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Резонансными называются инверторы, у которых периодический характер электромагнитных процессов в нагрузке обусловлен колебательными свойствами LC -контура. Возможны три варианта композиции LC -контура и нагрузки:

- последовательное включение нагрузки в последовательный LC -контур – последовательные резонансные инверторы;
- параллельное подключение нагрузки LC -контура к L или C ;
- параллельное подключение нагрузки LC -контура к части C .

Эти три вида подключения нагрузки определяют три вида резонансных инверторов: а) *последовательный*; б) *параллельный*; в) *последовательно-параллельный*.

Кроме того, различают резонансные инверторы с *закрытым входом*, у которых индуктивность резонансного контура находится в цепи постоянного тока (на входе), и с *открытым входом*, у которых эта индуктивность находится на стороне переменного тока (в выходной цепи).

8.2.1. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ И ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С ЗАКРЫТЫМ ВХОДОМ

Схема параллельного резонансного инвертора аналогична схеме параллельного инвертора тока, приведенной на рис. 8.1.2, и отличается только параметрами индуктивности реактора в звене постоянного тока. Из этой индуктивности и емкости на выходе инвертора образуется LC -контур, индуктивность и емкость которого разделены вентиляльным комплектом. Параметры колебательного контура и частота импульсов управления вентилями моста выбраны так, что ток во входном реакторе имеет прерывистый характер. Это обеспечивает естественное отключение тиристоров при спаде тока в них до нуля. Действительно, при включении в момент t_0 тиристоров VT_1 , VT_4 конденсатор стремится зарядиться через индук-

тивность реактора до напряжения, превышающего напряжение входного источника (рис. 8.2.1).

В момент t_1 , когда колебательная полуволна тока реактора спадет до нуля, тиристоры VT_1 и VT_4 окажутся под обратным напряжением, равным разности напряжения на конденсаторе и напряжения входного источника.

До момента времени t_2 конденсатор разряжается только током нагрузки. В момент времени t_2 включаются тиристоры VT_2 , VT_3 второй диагонали моста. Если к этому моменту конденсатор не успел разрядиться до уровня напряжения входного источника, то тиристоры VT_1 , VT_4 останутся под обратным напряжением до момента t_3 смены полярности напряжения на конденсаторе.

В силу очевидной зависимости в трансцендентной форме момента времени t_1 от параметров схемы расчет основных характеристик параллельного резонансного инвертора может быть сделан только численно. Анализ показывает их подобие характеристикам параллельного инвертора тока [144]. Преимущество резонансного режима работы инвертора состоит в том, что токи тиристоров в моменты их включения и выключения равны нулю; в результате этого существенно уменьшаются потери на переключение в тиристорах. Вследствие этого параллельный резонансный инвертор может работать при больших частотах выходного напряжения, чем параллельный инвертор тока, где токи тиристоров изменяются скачком в моменты коммутации вентилей. Прерывистый характер тока в звене постоянного тока инвертора, кроме того, обеспечивает высокую скорость регулирования амплитуды выходного напряжения за счет изменения как напряжения входного источника питания, так и величины бестоковой паузы. Правда, последний способ приводит к ухудшению формы выходного напряжения инвертора при глубоком регулировании.

Подобно тому как улучшаются характеристики последовательно-параллельного инвертора тока по сравнению с параллельным инвертором тока (см. п. 8.1.2), улучшаются характеристики последовательно-параллельного резонансного инвертора по сравнению с параллельным резонансным инвертором. Схема последовательно-параллельного резонансного инвертора идентична схеме последовательно-параллельного инвертора тока, показанной на рис. 8.1.6.

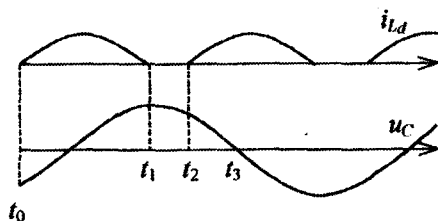


Рис. 8.2.1

8.2.2. РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С ОТКРЫТЫМ ВХОДОМ

КЛАССИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ (БЕЗ ОБРАТНЫХ ВЕНТИЛЕЙ)

Нулевая, полумостовая и мостовая схемы последовательных резонансных инверторов показаны на рис. 8.2.2. Все они работают, как и параллельные резонансные инверторы, в режиме прерывистого входного тока. Типовые диаграммы входного тока инвертора, напряжения на конденсаторе и тока нагрузки приведены на рис. 8.2.3.

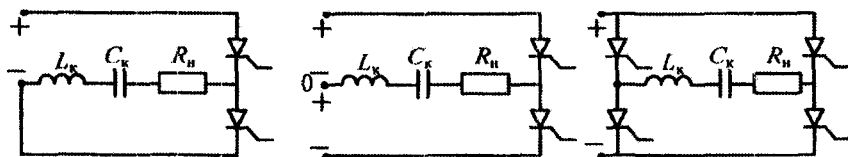


Рис. 8.2.2

В отличие от параллельных инверторов здесь напряжение на конденсаторе колебательного контура не спадает во время нулевой паузы, но ток нагрузки имеет прерывистый характер. Аналитическое исследование прерывистого режима работы последовательного резонансного инвертора осложнено теми же трудностями, что и у параллельного резонансного инвертора, и поэтому здесь не приводится. С ним можно ознакомиться по монографиям, например [144]. Эти схемы утрачивают свое доминирующее значение для создания преобразователей повышенной частоты из-за невозможности режима холостого хода и существенной зависимости режима

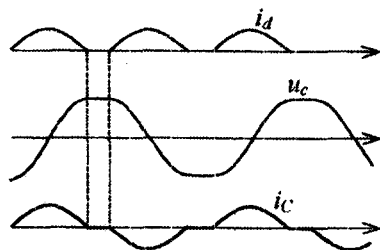


Рис. 8.2.3

работы от параметров нагрузки. Их потеснили схемы резонансных инверторов с вентилями обратного тока на тиристорах или транзисторах, у которых нет ограничений, связанных с обеспечением времени на восстановление их управляющих свойств после интервала проводимости ими тока.

РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С ВЕНТИЛЯМИ ОБРАТНОГО ТОКА

Тиристорные инверторы. Схема полумостового последовательного резонансного инвертора на тиристорах с диодами обратного тока приведена на рис. 8.2.4, а для случая доступности средней точки источника входного напряжения, а на рис. 8.2.4, б представлен вариант с расщепленным фильтровым (коммутирующим) конденсатором, когда средняя точка источника недоступна. Работают схемы аналогично.

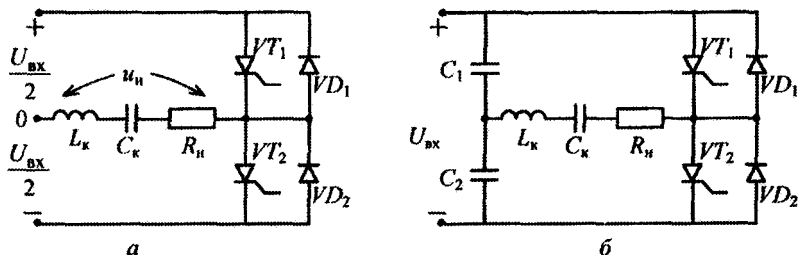


Рис. 8.2.4

Рассмотрим случай, когда частота импульсов управления тиристорами ниже частоты резонанса контура $L_x C_x$ и он работает в режиме прерывистого тока (рис. 8.2.5). В момент времени t_1 включается тиристор VT_1 и конденсатор C_x заряжается в колебательном режиме до напряжения, близкого к двойному напряжению источника входного напряжения $U_{вх}/2$. В момент времени t_2 зарядная полуволна тока через тиристор спадает до нуля и он закрывается. Конденсатор на интервале $t_2 t_3$ заряжается также в колебательном режиме через диод обратного тока VD_1 на источник входного напряжения $U_{вх}$. Остаточное напряжение на конденсаторе в момент времени t_3 зависит от отношения волнового сопротивления колебательного контура ρ_k к сопротивлению нагрузки и в установившемся режиме равна взятому с обратным знаком начальному напряжению на конденсаторе в момент времени t_1 .

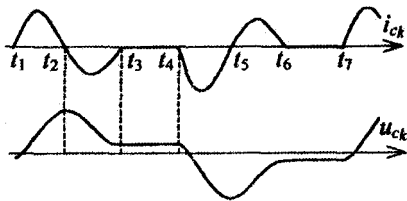


Рис. 8.2.5

В момент времени t_2 включается тиристор VT_2 и происходят аналогичные процессы перезаряда конденсатора в отрицательную полярность через тиристор VT_2 и диод VD_2 до момента времени t_6 .

С момента времени t_7 начинается новый период формирования напряжения на конденсаторе.

В рассмотренном режиме прерывистого тока нагрузки включение и выключение тиристоров и диодов происходят при нулевых токах в них, что снижает потери на коммутацию. Время, предоставляемое на восстановление управляющих свойств тиристоров, равно времени протекания тока через диоды обратного тока (интервалы t_2t_3 и t_5t_6). Действующее или среднее по модулю выходное напряжение регулируют длительностью бестоковых пауз t_3t_4 , t_6t_7 , что достигается изменением частоты импульсов управления тиристорами. Такое регулирование связано с ухудшением качества выходного напряжения и обычно приемлемо, только если выходное напряжение инвертора подвергается дальнейшему преобразованию, обычно выпрямлению и фильтрации постоянного тока.

Качество выходного напряжения можно улучшить при режиме работы с непрерывным током нагрузки, временные диаграммы для этого случая показаны на рис. 8.2.6. Здесь включение тиристора VT_2 в момент t_3 происходит раньше спада тока до нуля в диоде VD_1 , что возможно, так как к тиристорам при проводящем диоде VD_1 приложено прямое напряжение $U_{вх}$. Уменьшение временного интервала t_2t_3 приводит к увеличению остаточного напряжения на конденсаторе в момент его перезаряда в обратную полярность, что, естественно, вызовет рост амплитуды напряжения на конденсаторе. Значит, и в режиме непрерывного тока нагрузки регулирование частоты выходного напряжения инвертора будет изменять выходное напряжение без искажения формы, которое присуще режиму прерывистого тока.

Другая возможность регулирования выходного напряжения инвертора при выполнении его по однофазной мостовой схеме, вентильный комплект которой подобен реверсивному ШИП, пока-

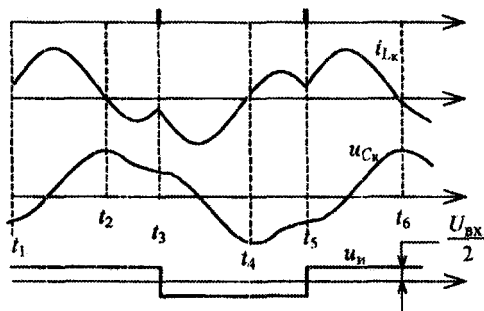


Рис. 8.2.6

занному на рис. 7.1.6, б, связана с однополярным широтно-импульсным регулированием выходного напряжения вентильного комплекта. Подробнее о широтно-импульсном регулировании см. в разд. 8.3.

В практических схемах таких инверторов нагрузка (обычно выпрямитель для получения постоянного напряжения другого уровня, чем $U_{вх}$) подключается через выходной трансформатор, как показано на рис. 8.2.7, а. В первом случае роль индуктивности колебательного контура будет выполнять суммарная индуктивность рассеивания обмоток трансформатора, если пренебречь шунтирующим влиянием индуктивности намагничивания трансформатора по сравнению с нагрузкой.

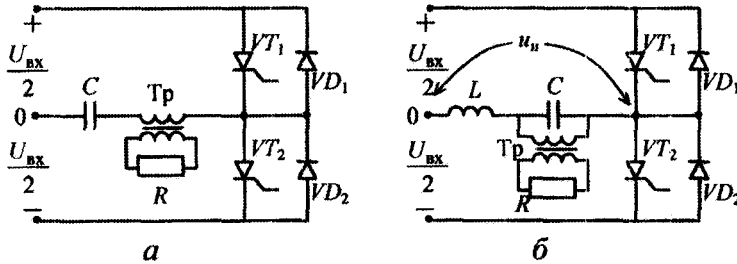


Рис. 8.2.7

Во втором случае (рис. 8.2.7, б) приведенное сопротивление нагрузки оказывается включенным параллельно конденсатору. Ниже для этого случая включения нагрузки найдем внешнюю и регулировочную характеристики резонансного инвертора и определим качество его выходного напряжения, воспользовавшись методом АДУ. Для упрощения анализа сначала расчет сделаем по первой гармонике методом АДУ(1), а затем методом АДУ2 оценим степень искажения реальной кривой напряжения по коэффициенту гармоник напряжения.

Расчетная схема замещения параллельного резонансного инвертора, приведенная на рис. 8.2.7, б, показана на рис. 8.2.8.

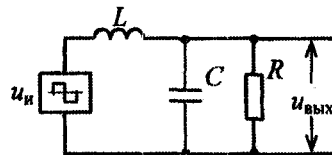


Рис. 8.2.8

Генератор прямоугольного напряжения u_n моделирует прямоугольное выходное напряжение вентильного комплекта инвертора (см. нижнюю диаграмму на рис. 8.2.6). Дифференциальное уравнение для первой гармоники напряжения на емкости C очевидным

образом следует из дифференциального уравнения для тока активного сопротивления (1.5.10):

$$\frac{d^2 u_{\text{вых}(1)}}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{du_{\text{вых}(1)}}{dt} + \frac{1}{LC} u_{\text{вых}(1)} = \frac{1}{LC} u_{\text{и}(1)}. \quad (8.2.1)$$

После его алгебраизации для действующего значения первой гармоники выходного напряжения получаем уравнение

$$U_{\text{вых}(1)} = \frac{U_{\text{и}(1)}}{\omega^2 LC \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2 - \frac{2}{LC\omega^2} + \left(\frac{1}{\omega^2 LC}\right)^2}}. \quad (8.2.2)$$

Переходя опять к относительным единицам

$$U_{\text{вых}(1)}^* = \frac{U_{\text{вых}(1)}}{U_{\text{вх}}}, \quad U_{\text{и}(1)} = \frac{2\sqrt{2} U_{\text{вх}}}{\pi}, \quad \omega^* = \omega\sqrt{LC}, \quad R^* = \frac{R}{\rho} = \frac{R}{\sqrt{LC}}$$

и исключая сопротивление R^* заменой $U_{\text{вых}(1)}^* / I_{\text{вых}(1)}^*$, для выходного напряжения получаем

$$(U_{\text{вых}(1)}^*)^2 = \frac{(\sqrt{2}/\pi)^2 - (\omega^*)^2 (I_{\text{вых}(1)}^*)^2}{1 - 2(\omega^*)^2 + (\omega^*)^4}. \quad (8.2.3)$$

По этому соотношению можно построить как внешние характеристики резонансного инвертора $U_{\text{вых}(1)}^* = f_1(I_{\text{вых}(1)}^*)$ при $\omega^* = \text{const}$, так и регулировочные характеристики. Семейства этих характеристик показаны соответственно на рис. 8.2.9 и 8.2.10.

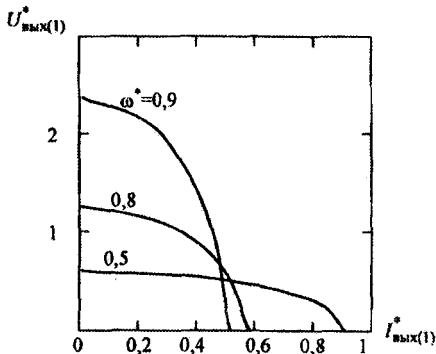


Рис. 8.2.9

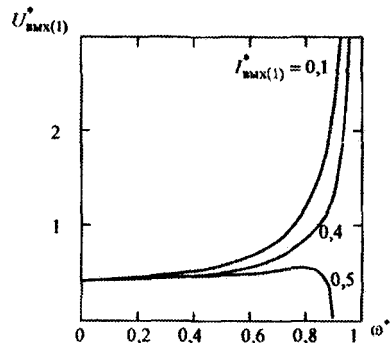


Рис. 8.2.10

Необходимо иметь в виду, что рабочие участки на этих характеристиках ограничиваются условием, чтобы время проводимости диода обратного тока (интервал t_2t_3 на рис. 8.2.6) было больше времени, требуемого на восстановление управляющих свойств тиристоров t_b , определяемого их типом и равного для высокочастотных тиристоров порядка $10 \dots 40$ мкс.

Для оценки качества формы выходного напряжения резонансного инвертора рассчитаем его коэффициент гармоник методом АДУ2. Дифференциальное уравнение для выходного напряжения высших гармоник находим аналогично (8.2.1):

$$\frac{d^2 u_{\text{вых.в.г}}}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{du_{\text{вых.в.г}}}{dt} + \frac{1}{LC} u_{\text{вых.в.г}} = \frac{1}{LC} u_{\text{и.в.г}}. \quad (8.2.4)$$

Преобразовав его в интегральное уравнение

$$u_{\text{вых.в.г}} + \frac{1}{RC} \bar{u}_{\text{вых.в.г}} + \frac{1}{LC} \bar{u}_{\text{вых.в.г}}^{(2)} = \frac{1}{LC} \bar{u}_{\text{и.в.г}}^{(2)} \quad (8.2.5)$$

и выполнив алгебраизацию в рамках АДУ2, получим для действующего значения высших гармоник выходного напряжения следующее алгебраическое уравнение:

$$U_{\text{вых.в.г}}^2 + \left[\left(\frac{1}{RC} \right)^2 - \frac{2}{LC} \right] (\bar{U}_{\text{вых.в.г}})^2 + \left(\frac{1}{LC} \bar{U}_{\text{вых.в.г}}^{(2)} \right)^2 = \left(\frac{1}{LC} \bar{U}_{\text{и.в.г}}^{(2)} \right)^2. \quad (8.2.6)$$

Решение этого уравнения в рамках первого уровня допущения метода АДУ2, т.е. при $\bar{U}_{\text{вых.в.г}} = 0$, $\bar{U}_{\text{вых.в.г}}^{(2)} = 0$, дает априорно недостаточную точность результата, так как в решении будет отсутствовать параметр нагрузки R . Поэтому строим решение для второго уровня приближения метода АДУ2. Для этого еще раз интегрируем уравнение (8.2.5), что дает

$$\bar{u}_{\text{вых.в.г}} + \frac{1}{RC} \bar{u}_{\text{вых.в.г}}^{(2)} + \frac{1}{LC} \bar{u}_{\text{вых.в.г}}^{(3)} = \frac{1}{LC} \bar{u}_{\text{и.в.г}}^{(3)}, \quad (8.2.7)$$

затем выполняем алгебраизацию этого интегрального уравнения:

$$(\bar{U}_{\text{вых.в.г}})^2 + \left[\left(\frac{1}{RC} \right)^2 - \frac{2}{LC} \right] (\bar{U}_{\text{вых.в.г}}^{(2)})^2 + \left(\frac{1}{LC} \bar{U}_{\text{вых.в.г}}^{(3)} \right)^2 = \left(\frac{1}{LC} \bar{U}_{\text{и.в.г}}^{(3)} \right)^2. \quad (8.2.8)$$

В рамках второго уровня допущения считаем, что $\bar{U}_{\text{вых.в.г}}^{(2)} = 0$, $\bar{U}_{\text{вых.в.г}}^{(3)} = 0$, так как двойное и тройное интегрирование несинусоидальных кривых ослабляет в них высшие k -е гармоники по отношению к первой соответственно в $1/k^2$ и $1/k^3$ раз и ими уже можно пренебречь.

Тогда из совместного решения (8.2.6) и (8.2.7) для искомого действующего значения высших гармоник выходного напряжения получаем

$$U_{\text{вых.в.г}}^2 = \left(\frac{1}{LC} \bar{U}_{\text{и.в.г}}^{(2)} \right)^2 - \left[\left(\frac{1}{RC} \right)^2 - \frac{2}{LC} \right] \left(\frac{1}{LC} \bar{U}_{\text{и.в.г}}^{(3)} \right)^2.$$

С учетом тех же относительных единиц, которые использованы при выводе (8.2.3), запишем

$$U_{\text{вых.в.г}}^* = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\left[\left(\frac{\bar{K}_r^{(2)}}{(\omega^*)^2} \right)^2 - \left[\left(\frac{1}{R^* (\omega^*)^3} \right)^2 - \frac{2}{(\omega^*)^6} \right] (\bar{K}_r^{(3)})^2} \right)}. \quad (8.2.9)$$

Здесь $\bar{K}_r^{(2)}$, $\bar{K}_r^{(3)}$ – интегральные коэффициенты гармоник напряжения вентильного комплекта инвертора второго и третьего порядков, равные при его прямоугольной форме $\bar{K}_r^{(2)} = 0,038$, $\bar{K}_r^{(3)} = 0,0121$.

При делении соотношения (8.2.9) на соотношение (8.2.3) получаем выражение для коэффициента гармоник выходного напряжения инвертора:

$$K_r = \frac{U_{\text{вых.в.г}}^*}{U_{\text{вых(1)}}^*}. \quad (8.2.10)$$

Графики зависимости коэффициента гармоник от относительной частоты управления ω^* при $I_{\text{вых(1)}}^* = \text{const}$ показаны на рис. 8.2.11.

Параллельный резонансный инвертор критичен к максимальной нагрузке, но работоспособен на холостом ходу. Последовательный резонансный инвертор критичен к минимальной нагрузке, но сохраняет работоспособность при коротком замыкании нагрузки. Поэтому наилучшими свойствами в допустимом диапазоне изменения нагрузки априори должен обладать последовательно-

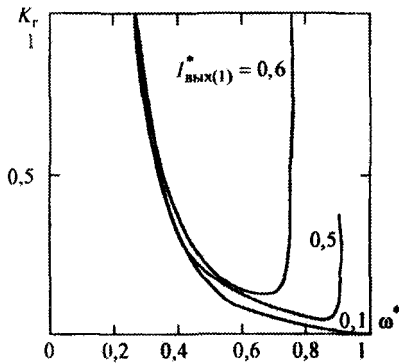


Рис. 8.2.11

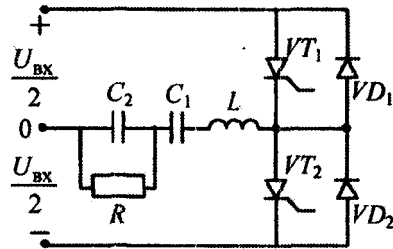


Рис. 8.2.12

параллельный резонансный инвертор, полумостовой вариант которого показан на рис. 8.2.12.

В отличие от колебательной LC -цепи в ранее рассмотренных резонансных инверторах, здесь колебательная LCC -цепь дает одну дополнительную степень свободы для формирования характеристик инвертора помимо обеспечения требуемых значений собственной частоты колебательного контура и его волнового сопротивления. Но опять остается проблема обеспечения времени, предоставляемого схемой на восстановление управляющих свойств тиристоров, анализ времени может быть сделан в общем случае только численно.

Транзисторные инверторы. Из временных диаграмм, приведенных на рис. 8.2.6, видно, что при частоте управления вентилями инвертора, равной собственной резонансной частоте контура, интервал $t_2 t_3$, в течение которого вентили (тиристоры) восстанавливали свои управляющие свойства, исчезает. Значит, работа резонансного инвертора при частотах управления вентилями, больших собственной резонансной частоты LC -контура, возможна только в случае использования их в качестве вентиля с полным управлением (транзисторов, ГТО-тиристоров), для которых нет проблем восстановления управляющих свойств.

Схема транзисторного параллельного резонансного инвертора показана на рис. 8.2.13, а, а диаграммы ее работы приведены на рис. 8.2.13, б.

При снятии сигнала управления с транзистора VT_1 он выключается и ток из него коммутирует в диод VD_2 , который проводит до момента времени t_2 . Заряжавшийся в колебательном режиме конденсатор C_k с этого момента начинает разряжаться. В момент времени t_2 ток резонансного контура $L_k C_k$ начинает протекать через

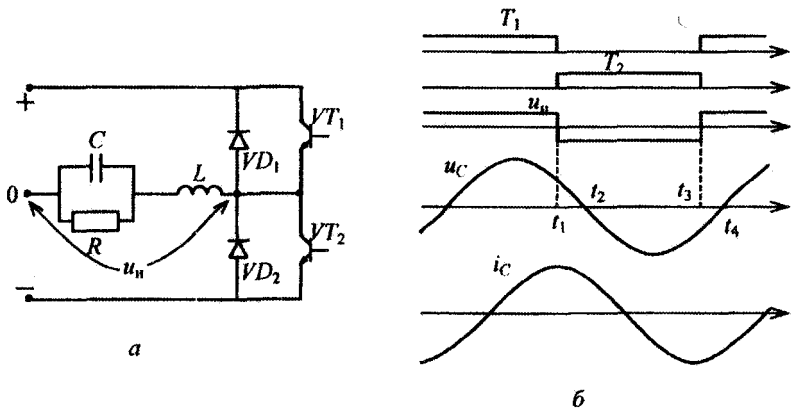


Рис. 8.2.13

транзистор VT_2 и на интервале t_2t_3 конденсатор перезаряжается в обратную полярность напряжения. В момент времени t_3 транзистор VT_2 выключается и ток контура переходит в диод обратного тока VD_1 , который проводит спадающий к нулю ток до момента t_4 . Затем начинает проводить транзистор VT_1 и все процессы в схеме повторяются.

Внешние и регулировочные характеристики транзисторного резонансного инвертора могут быть получены из выражения (8.2.3) для случая $\omega^* > 1$. Они приведены на рис. 8.2.14, а и 8.2.14, б соответственно.

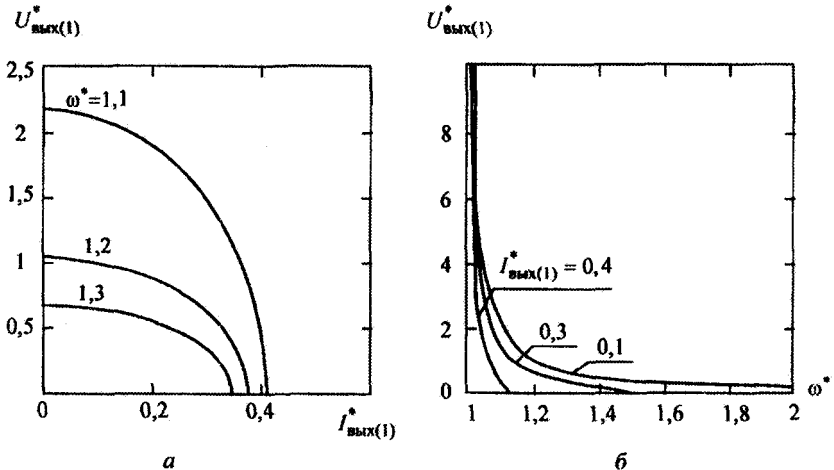


Рис. 8.2.14

Дальнейшего улучшения качества рассмотренных характеристик транзисторного инвертора можно достигнуть, как и в случае тиристорного инвертора, переходом к варианту последовательно-параллельного инвертора. Схема такого инвертора получается из схемы тиристорного инвертора (см. рис. 8.2.12) заменой тиристоров на транзисторы. Получим внешние и регулировочные характеристики по первой гармонике выходного напряжения транзисторного LCC -инвертора методом АДУ(1).

Дифференциальное уравнение для напряжения u_2 конденсатора C_2 инвертора (см. рис. 8.2.12) имеет вид

$$\frac{d^3 u_2}{dt^3} + \frac{1}{C_2 R} \frac{d^2 u_2}{dt^2} + \frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2} \frac{du_2}{dt} + \frac{1}{LC_1 C_2 R} u_2 = \frac{1}{LC_2} \frac{du_{in}}{dt}. \quad (8.2.11)$$

После его алгебраизации по методу АДУ(1) для действующего значения первой гармоники выходного напряжения, равного напряжению на конденсаторе C_2 (с учетом коэффициента K_C , равного отношению емкости параллельного конденсатора C_2 к емкости последовательного конденсатора C_1), получаем

$$U_{\text{вых}(1)}^2 = \frac{\left(\frac{\omega}{K_C LC_1}\right)^2 U_{и(1)}^2}{(\omega^3)^2 + \left(\frac{\omega^2}{K_C C_1 R}\right)^2 + \left(\frac{(1+K_C)}{K_C LC_1}\right)^2 + \left(\frac{1}{K_C LC_1^2 R}\right)^2 - \frac{2(1+K_C)\omega^4}{K_C LC_1} - \frac{2\omega^2}{K_C^2 C_1^3 LR^2}}.$$

Переходя к относительным единицам по аналогии (8.2.3), запишем

$$U_{\text{вых}(1)}^* = \frac{\sqrt{2}}{K_C \pi \sqrt{\left(\frac{1+K_C}{K_C}\right)^2 - \frac{2(1+K_C)}{K_C} (\omega^*)^2 + \frac{1}{(R^*)^2} \left[\left(\frac{\omega^*}{K_C R^*}\right)^2 + \left(\frac{1}{K_C \omega^* R^*}\right)^2 - \frac{2\omega^*}{K_C} \right]}}. \quad (8.2.12)$$

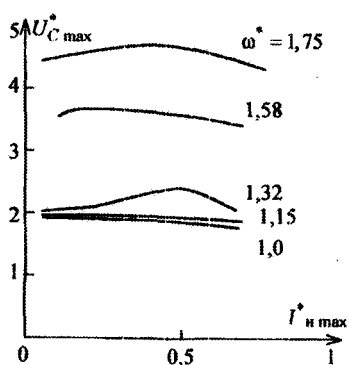


Рис. 8.2.15

Для исключения сопротивления нагрузки R^* и получения в явной форме уравнения внешней характеристики инвертора заменим R^* на $U^*_{\text{вых}(1)} / I^*_{\text{вых}(1)}$ и введем обозначения соответствующих коэффициентов K_1, K_2, K_3 , не зависящих от R^* , после чего уравнение (8.2.12) примет вид

$$U^*_{\text{вых}(1)} = \frac{K_1}{\sqrt{K_2 + \left(\frac{I^*_{\text{вых}(1)}}{U^*_{\text{вых}(1)}} \right)^2 K_3}}$$

Из его решения найдем уравнение внешней характеристики инвертора

$$U^*_{\text{вых}(1)} = \sqrt{\frac{K_1^2}{K_2} - \frac{K_3}{K_2} (I^*_{\text{вых}(1)})^2}. \quad (8.2.13)$$

Графики внешних характеристик можно построить для разных значений параметров ω^* и K_C . Графики $U^*_{\text{вых max}} = f(I^*_{\text{вых max}})$ (см. рис. 8.2.15) получены с помощью программы ParGraph.

Соотношение (8.2.13) определяет и регулировочные характеристики резонансного инвертора $U^*_{\text{вых}(1)} = f(\omega^*)$ при $\omega^* = \text{const}$, $K_C = \text{const}$.

8.2.3.* РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С УМНОЖЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

Инвертор с удвоением частоты. Увеличение частоты выходного напряжения инверторов сопровождается ростом потерь мощности при переключении тиристоров, в результате загрузка тиристоров по току должна снижаться. Практически это приводит к снижению выходной активной мощности инвертора почти обратно пропорционально квадрату увеличения частоты. Так, по данным работы [147], мощность инвертора на тиристорах ТБ-400 при увеличении частоты с 2 до 12 кГц (в 6 раз) снижается с 85 до 2 кВт (в 42 раза), а на тиристорах ТЧ-125 при увеличении частоты с 4 до 25 кГц (в 6 раз) мощность уменьшается с 13 до 0,8 кВт (в 16 раз). Поэтому ограничение частотных возможностей тиристоров для полу-

чения высоких частот выходного напряжения приходится обходить путем применения специальных схемотехнических решений инверторов. В таких схемах частоты коммутаций тиристоров в целое число фаз меньше частоты выходного напряжения инвертора, т.е. достигается схемотехническое *умножение частоты выходного напряжения*.

Наиболее просто, без больших дополнительных усложнений схемы инвертора, удваивается частота выходного напряжения инвертора. При этом используется то обстоятельство в работе резонансных инверторов (как без обратных диодов – рис. 8.2.3, так и с обратными диодами – рис. 8.2.4), что частота полуволн тока в звене постоянного тока инвертора равна удвоенной частоте выходного напряжения однофазного инвертора. Формально объяснить этот факт, даже без рассмотрения схем конкретных инверторов, можно тем, что вентильный комплект инвертора, представляемый в модели коммутационной функцией, связывает не только выходные переменные инвертора с входными (т.е. сторону переменного тока со стороной постоянного тока), но и, наоборот, входные переменные инвертора с выходными переменными в звене переменного тока, как это видно из уравнений модели инвертора (8.1.16) и (8.1.1а). В этом случае выходное напряжение и ток инвертора как бы выпрямляются по отношению ко входу инвертора, при этом, как известно из теории выпрямления, частота выпрямленного напряжения и тока возрастает в qm_2 раза, или в 2 раза применительно к рассматриваемым однофазным мостовым схемам инверторов.

Первая схема резонансного инвертора с вентилями обратного тока и удвоением частоты показана на рис. 8.2.16, а. В этой схеме нагрузка через разделительный конденсатор C_p (или последовательный $C_p L_p$ -контур) подключена параллельно входу вентильного комплекта инвертора, при этом в нагрузке выделяется гармоника напряжения, имеющая двойную частоту по отношению к частоте выходного напряжения инвертора. Диаграммы напряжений и токов элементов инвертора приведены на рис. 8.2.16, б.

На интервале $t_0 t_1$ открыты два тиристора диагонали вентильного моста, и конденсатор C_k контура коммутации заряжается в колебательном режиме от источника входного напряжения. На интервале $t_1 t_2$ идет колебательный разряд конденсатора на звено постоянного тока через вентили обратного тока той же диагонали вентильного моста, при этом тиристоры восстанавливают свои управляющие свойства. На интервале $t_2 t_3$ все вентили моста закрыты, постоянный ток i_d звена постоянного тока течет только в цепь нагрузки Z_n . В момент времени t_3 включаются тиристоры второй диагонали моста и происходят аналогичные процессы перезаряда ком-

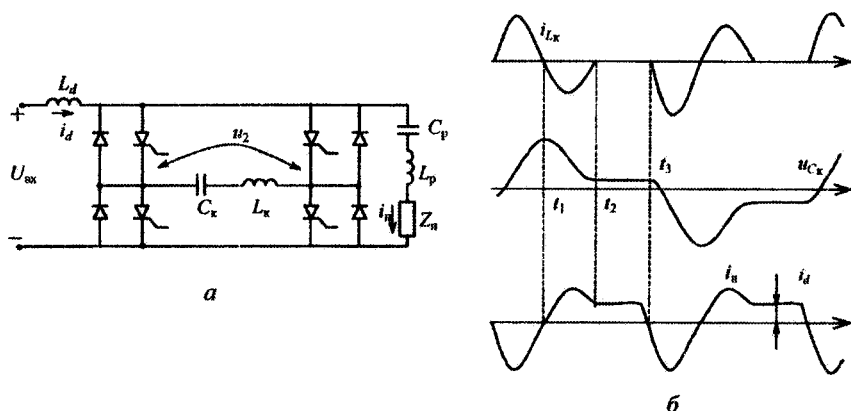


Рис. 8.2.16

мутирующего конденсатора C_x в противоположном направлении. Ток нагрузки i_n определяется как разность тока i_d в звене постоянного тока и тока i_k коммутирующего контура $L_x C_x$ и имеет двойную частоту по отношению к частоте выходного напряжения инвертора.

Во второй схеме резонансного инвертора с удвоением частоты рис. 8.2.17 нагрузка R_n включена последовательно (совместно с разделительными элементами $C_p L_p$) в цепи входного тока инвертора [146].

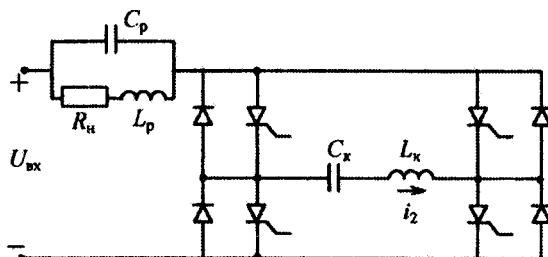


Рис. 8.2.17

Гармоника прерывистого входного тока, имеющая двойную частоту по отношению к частоте выходного напряжения, как это видно из диаграммы тока i_d на рис. 8.2.3, выделяется в нагрузке.

Многоячейковые инверторы. Блок-схемы *трехячейковых инверторов* показаны на рис. 8.2.18: с параллельным включением ячеек по входу (а) и с последовательным включением по входу и

параллельным – по выходу (б). Диаграммы работы такой композиции ячеек приведены на рис. 8.2.19. Упрощенные диаграммы построены при условии, что ячейки резонансных инверторов выполнены по схемам с вентилями обратного тока, режим работы которых был пояснен на рис. 8.2.3.

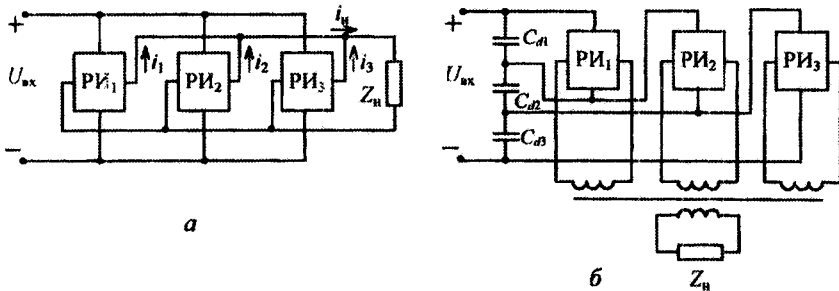


Рис. 8.2.18

Уменьшая в соответствующее число раз (здесь – в три раза) частоту работы каждой ячейки и вводя требуемый сдвиг по фазе между ними (первые три диаграммы на рис. 8.2.19), получаем в нагрузке увеличенную (здесь – в три раза) частоту выходного напряжения, как показано на нижней диаграмме рис. 8.2.19.

Необходимо заметить, что хотя частота коммутации тиристоров в каждой ячейке в соответствующее число раз (здесь – в три) ниже частоты выходного напряжения, тиристоры инвертора загружены импульсами тока с длительностью, соответствующей полупериоду частоты выходного напряжения. Это уменьшает потери на коммутацию в тиристорах, но увеличивает потери от прохождения прямого тока в них, так как действующее значение этого тока уменьшается здесь не в три раза, а в корень квадратный из трех.

Резонансный инвертор класса E. Простейшим типом резонансного инвертора является однотранзисторный резонансный инвертор класса E, схема которого показана на рис. 8.2.20.

Период синусоидального выходного напряжения, создаваемого протеканием тока последо-

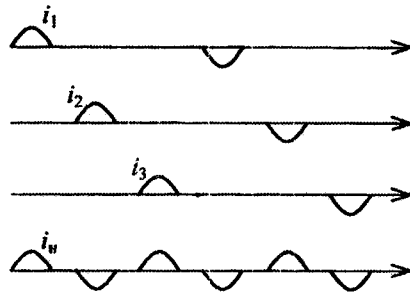


Рис. 8.2.19

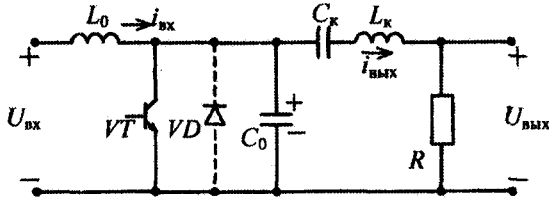


Рис. 8.2.20

вательного $L_k C_k$ -контура по сопротивлению нагрузки R , складывается из двух интервалов постоянства структуры схемы. На первом интервале $t_1 t_2$ включен транзистор VT и в индуктивности входного реактора L_0 запасается энергия, отбираемая входным током $i_{вх}$ от источника входного сигнала $U_{вх}$. В выходной цепи при этом протекает синусоидальный ток от колебательного перезаряда конденсатора C_k последовательного $L_k C_k$ -контура (рис. 8.2.21).

На втором интервале $t_2 t_3$ транзистор VT закрыт и ток I_0 входного реактора протекает через цепь, образованную параллельным соединением конденсатора C_0 с цепью, состоящей из последовательного $L_k C_k$ -контура с сопротивлением нагрузки R . Этим обеспечивается восполнение потерь энергии в $L_k C_k$ -контуре, израсходованной в нем на первом интервале. Для предотвращения смены напряжения на транзисторе VT он шунтирован диодом VD (показан на рисунке пунктиром).

Обычно схема применяется при малых мощностях нагрузки (менее 100 Вт) в случае фиксированного выходного напряжения.

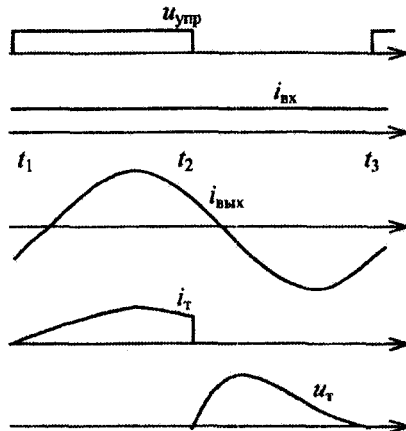


Рис. 8.2.21

Однако выходное напряжение можно регулировать изменением частоты управляющих импульсов транзистора VT . В связи с переключением транзистора при нулевом напряжении в нем будут малые потери, что позволяет поднять частоту переключения и тем самым уменьшить массогабаритные показатели инвертора.

Таким образом, класс резонансных инверторов характеризуется большим разнообразием схемотехнических решений. Это связано с тем, что хотя базовые схемы вентильных комплектов

остались прежними (нулевая, полумостовая, мостовая), имеются еще известное множество схем резонансных цепей второго, третьего, четвертого порядков и множество вариантов их подключения к вентильному комплекту.

Простейшим типом резонансного инвертора является инвертор класса *E*, содержащий всего один управляющий вентиль (транзистор). Но низкая энергетическая эффективность преобразования энергии ограничивает область его применения мощностями до 100 Вт (источники питания). Тиристорные резонансные инверторы без обратных диодов более эффективно преобразуют постоянный ток в переменный и предназначены для питания постоянной или мало меняющейся нагрузки в единицы или десятки киловатт. Тиристорные резонансные инверторы с обратными диодами сложнее схем без обратных диодов, но позволяют питать нагрузку, меняющуюся в широком диапазоне, начиная от холостого хода. Предельная частота выходного напряжения в таких инверторах обычно не превышает порядка десяти килогерц для современных типов высокочастотных тириستоров.

При необходимости получения более высоких частот выходного напряжения с мощностями в десятки и сотни киловатт используют схемы резонансных инверторов с удвоением или учетверением частоты либо реже многоячейковые инверторы.

Еще большие возможности открываются у резонансных инверторов (с обратными диодами), выполненных на силовых транзисторах. Введение частотного и широтно-импульсного регулирования режима работы резонансного контура позволяет формировать требуемые внешние характеристики, обеспечивает электронную защиту, но стоимость таких инверторов – наивысшая среди всех остальных типов резонансных инверторов.

Близкая к синусоидальной форма выходного напряжения инвертора при работе в режиме непрерывного выходного тока позволяет для вычисления внешних и регулировочных характеристик использовать расчет по первой гармонике (как это сделано в этом разделе методом АДУ(1)). При необходимости оценки качества выходного напряжения, характеризуемого степенью отклонения его от синусоиды (коэффициентом гармоник), расчет с учетом реальной формы напряжения здесь также удобно сделать прямым методом АДУ2.

8.3. ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

8.3.1. ОДНОФАЗНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Автономный инвертор напряжения как преобразователь постоянного входного напряжения в переменное выходное напряжение отличается от автономного инвертора тока тем, что получает питание от источника напряжения безындуктивного характера. Действительно, в соответствии с соотношением (1.4.2)

$$u_{\text{вых}} = \psi_{\text{п}} u_{\text{вх}}, \quad i_{\text{вх}} = \psi_{\text{п}} i_{\text{вых}}, \quad (8.3.1)$$

где $\psi_{\text{п}}$ — коммутационная функция вентильного комплекта есть переменная единичная функция (без постоянной составляющей), определяющая форму выходного напряжения инвертора, как это видно из рис. 8.3.1 для простейшей формы коммутационной функции — меандра.

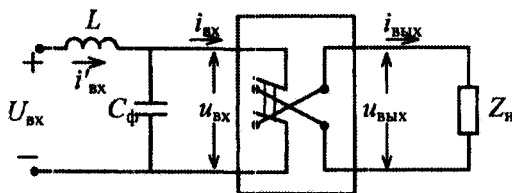


Рис. 8.3.1

Как видно из второго уравнения, входной ток инвертора будет импульсным (со скачком тока), что не допускает присутствия во входном источнике индуктивности. Реальные источники входного напряжения (чаще всего выпрямители), как правило, обладают индуктивностью L (если это не аккумуляторы). Для устранения ее влияния на входе инвертора напряжения включается фильтровый конденсатор $C_{\text{ф}}$ достаточной емкости, что является первой особенностью инвертора напряжения. Через него замыкаются, минуя входной источник, импульсы входного тока инвертора, как это видно из временных диаграмм на рис. 8.3.2.

Вторая особенность инвертора напряжения также видна из второго уравнения (8.3.1) и связана с тем, что входной ток $i_{\text{вх}}$ может принимать отрицательные значения при большом сдвиге фазы выходного тока инвертора $i_{\text{вых}}$ относительно коммутационной функции $\psi_{\text{п}}$ (т.е. выходного напряжения). Для этого необходимо наличие двусторонней проводимости у ключей вентильного комплекта инвертора, т.е. ключи должны быть выполнены на вентилях

с полным управлением (транзисторах, ГТО-тиристорах), шунтированных вентилями обратного тока.

Таким образом, рассматривая переменный ток как периодически реверсируемый постоянный ток, приходим к выводу, что схемы однофазных инверторов напряжения повторяют схемы реверсивных (по напряжению и току) преобразователей постоянного напряжения в постоянное (см. рис. 7.1.5, б и 7.1.6).

Форма выходного напряжения инвертора определяется в соответствии с соотношением (8.3.1) видом коммутационной функции вентиляльного коммутатора ψ_n . Основные виды этих функций, формирующие прямоугольное выходное напряжение инвертора по «гладкой составляющей» (показана пунктиром), приведены на рис. 8.3.3.

Под *гладкой составляющей* периодической импульсной функции в силовой электронике принято понимать функцию, образованную непрерывной аппроксимацией средних значений (на интервале такта T , коммутаций в преобразователе) мгновенной кривой напряжения или тока. Тогда гладкая составляющая первой коммутационной функции на рис. 8.3.3 есть нерегулируемый прямоугольник, а составляющие второй и третьей коммутационных функций – регулируемые по величине прямоугольные напряжения (за счет широтного и *широтного-импульсного регулирования* соответственно). Последний способ формирования кривой выходного напряжения, называемый «120-градусным управлением» в отличие от предшествующе-

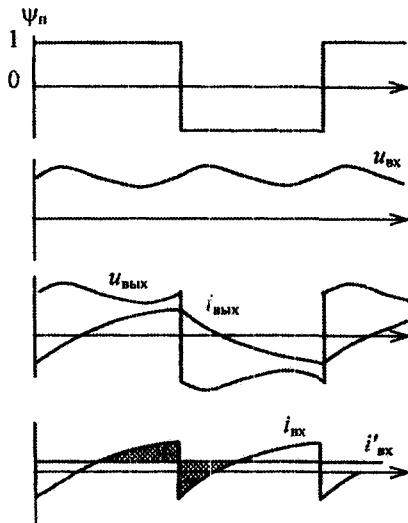


Рис. 8.3.2

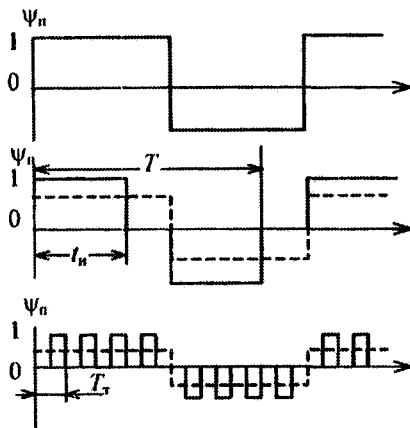


Рис. 8.3.3

в отличие от предшествующе-

го рассмотренного *180-градусного управления*, используется для исключения гармоник, кратных трем, особенно неблагоприятных для такой типовой нагрузки инвертора, как асинхронные двигатели.

Для оценки качества выходного напряжения инвертора при регулировании найдем спектры этих напряжений. Действующее значение k -й гармоники напряжения инвертора при широтном регулировании будет равно в долях входного напряжения

$$\frac{U_{\text{вых}(k)}}{U_{\text{вх}}} = \frac{2 \cdot 4}{T\sqrt{2}} \int_0^{t_n} \cos k\omega t dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi k} \sin kt_n^* \pi, \quad (8.3.2)$$

где $t_n^* = 2t_n/T$ – относительная длительность импульса в полупериоде выходного напряжения.

Из (8.3.1) можно выразить доли высших гармоник напряжения по сравнению с первой как

$$U_{\text{вых}(k)}^* = \frac{U_{\text{вых}(k)}}{U_{\text{вых}(1)}} = \frac{\sin k\pi t_n^*}{k \sin \pi t_n^*}. \quad (8.3.3)$$

На рис. 8.3.4 построены зависимости первой гармоники по (8.3.2) и высших гармоник по (8.3.3) от относительной длительности импульса напряжения, которую можно назвать *глубиной модуляции напряжения* по управлению, меняющейся от 0 до 1. Присутствуют только нечетные гармоники, наибольшая из которых – третья – при $t_n^* = 2/3$ исчезает. Но уже при $t_n^* = 1/3$ третья гармоника почти сравнивается с первой. Поэтому широтное регулирование может применяться только в малом диапазоне изменения t_n^* для целей стабилизации выходного напряжения. К тому же зависимость первой гармоники от глубины регулирования нелинейна.

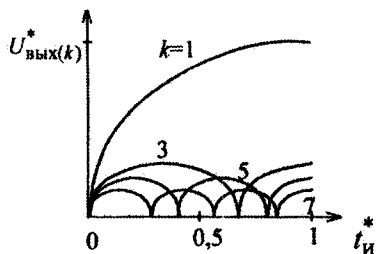


Рис. 8.3.4

Для улучшения спектра выходного напряжения инвертора используют широтно-импульсное регулирование на несущей частоте токов, значительно превышающей (в число раз, называемое *кратностью частоты коммутации* – K_c) частоту выходного напряжения инвертора (последняя диаграмма на рис. 8.3.3). Это смещает гармо-

ники напряжения, обусловленные регулированием, в область более высоких частот, что облегчает их фильтрацию в нагрузке.

Дальнейшее улучшение спектра выходного напряжения инвертора обеспечивается при модуляции длительностей импульсов по синусоидальному закону, как показано на рис. 8.3.5

для однополярной (а) и двухполярной (б). Непрерывная кривая – гладкая составляющая (выходного напряжения) коммутационной функции.

Принята следующая классификация видов широтно-импульсной модуляции.

1. По модулируемому параметру различают *одностороннюю* и *двухстороннюю широтно-импульсную модуляцию*. При односторонней модулируется положение переднего или заднего фронтов импульсов, при этом соответственно задний и передний фронты импульсов следуют с неизменной тактовой частотой. При двухсторонней модуляции в пределах такта изменяется положение обоих фронтов импульсов.

2. По отношению периода модулирующего сигнала к периоду тактов импульсной последовательности, т.е. по кратности частоты коммутации, различают ШИМ с целочисленной кратностью, рассмотренную выше, ШИМ с кратностью, выражаемой дробным рациональным числом, и ШИМ с кратностью, выражаемой иррациональным числом. При дробно-рациональной кратности период повторения модулированной последовательности импульсов, формирующих выходное напряжение инвертора, определится как такой наибольший период выходного напряжения, в котором укладывается целое число периодов модулирующего сигнала и периодов тактов. Этот период задает период нижней *субгармоники* в кривой выходного напряжения, т.е. гармоники с частотой ниже частоты модулирующего сигнала, которой определяется частота основной гармоники выходного напряжения.

3. По числу полярностей импульсов на длительности такта различают *двухполярную модуляцию*, когда такт образован совокупностью импульса положительной и отрицательной полярности (вторая диаграмма на рис. 8.3.5), *однополярную модуляцию*, когда такт

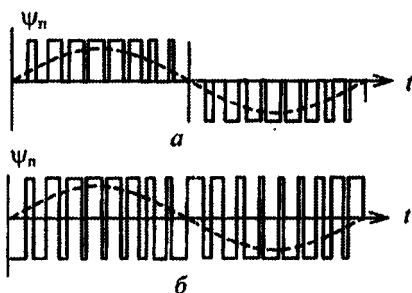


Рис. 8.3.5

образуется импульсом одной полярности и паузой (первая диаграмма), и квазиоднополярную модуляцию, когда после импульсов одной полярности, приближающихся по длительности к предельно минимальной длительности, допустимой при практической реализации, следуют импульсы другой полярности неизменной длительности, равной предельно минимальной [21]. Квазиоднополярная модуляция позволяет воспроизвести при широтно-импульсной модуляции сколь угодно малые величины выходного напряжения инвертора при наличии практических ограничений на минимальное время между коммутацией у реальных вентилях.

4. По форме модулирующего сигнала, задающего закон изменения длительностей импульсов на такте, а значит, и форму гладкой составляющей выходного напряжения, различают синусоидальный, треугольный, трапецеидальный, прямоугольный законы модуляции.

5. По способу однозначного определения конкретной длительности импульса на такте в функции непрерывного модулирующего сигнала различают *ШИМ первого рода*, когда длительность импульса зависит от значения модулирующего сигнала в некоторые фиксированные моменты времени, например в моменты начала импульса, *ШИМ второго рода*, когда длительность импульса обусловлена значением модулирующего сигнала в момент окончания модулируемого по длительности импульса, и *ШИМ третьего и четвертого родов*, когда длительность импульса определяется некоторой функциональной зависимостью от значения модулирующего сигнала в некоторой промежуточной точке на интервале импульса [152].

6. По числу уровней модуля обобщенного вектора напряжения (см. далее п. 8.3.2) трехфазного инвертора различают *одноуровневые алгоритмы управления*, реализуемые в классических трехфазных мостовых схемах инверторов, и *многоуровневые алгоритмы управления*, реализуемые в модифицированных схемах трехфазных инверторов.

Для оценки качества выходного напряжения инвертора при синусоидальной широтно-импульсной модуляции необходимо знать спектры напряжения. Теория спектров широтно-модулированных последовательностей импульсов первоначально получила развитие в радиотехнике, где исследовалась возможность построения мощных усилителей сигналов, работающих в режиме переключения модуляции [152], а также в теории связи, где изучалась возможность использования ШИМ для помехоустойчивой передачи сооб-

щений. Был разработан эффективный метод нахождения спектров напряжений при широтно-импульсной модуляции, названный *методом временной деформации*. Технология применения этого метода достаточно проста. Сначала находят спектр немодулированной последовательности прямоугольных (или любой другой формы) импульсов. Затем в выражение для полученного спектра подставляют вместо регулируемого параметра (момента фронта импульса, длительности импульса) его принятый закон изменения во времени (закон модуляции). Полученное выражение приводят к виду, удобному для применения.

Таким образом, можно показать, что спектр напряжения при синусоидальной широтно-импульсной модуляции второго рода содержит помимо первой высшие гармоники, частоты которых

$$\omega_{\omega} = k\omega_T \pm l\omega_1,$$

где k, l равны целым числам.

При двухсторонней ШИМ в трехфазном инверторе в фазном напряжении инвертора (см. рис 8.3.14) будут присутствовать только гармоники порядка $n = kK_T \pm l$, где K_T – кратность частоты коммутации, а k не кратно трем и отсутствуют комбинации, состоящие из двух нечетных либо четных чисел m и l (рис. 8.3.6).

Реализация двухполярной ШИМ возможна в любой базовой схеме однофазного инвертора (см. рис. 7.1.5, б, и 7.1.6), а однополярная – только в полумостовой с нулевыми вентилями и мостовой схемах. Все эти схемы инверторов, выполненных на реальных вентилях, имеют общий недостаток, связанный с конечным временем выключения вентиля. При этом из вновь включаемого вентиля и выключаемого вентиля (транзистора) на время его выключения образуется цепь короткого замыкания источника входного напряжения и через транзисторы текут короткие импульсы больших сквозных токов, которые увеличивают потери и, если их не ограничить, в состоянии вывести транзисторы из строя. Поэтому в реальных системах меж-

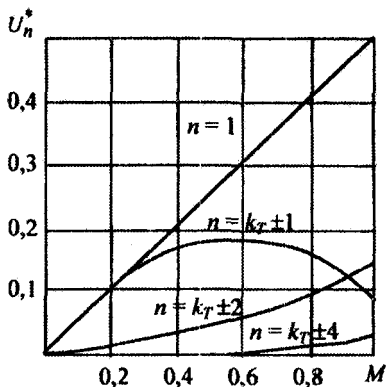


Рис. 8.3.6

ду моментом запираания одного транзистора плеча моста или полу-моста и моментом отпираания другого транзистора этого же плеча вводится «мертвая» пауза, обычно порядка одной микросекунды.

Другая возможность снижения потерь мощности в транзисторах при переключении в инверторе напряжения связана с использованием переключения при нулевом напряжении, как в квазирезонансных преобразователях постоянного напряжения в постоянное, рассмотренных в разд. 7.3. Полумостовая схема инвертора напряжения с реализацией принципа переключения транзисторов при нулевом напряжении показана на рис. 8.3.7.

Емкости C образуют (при необходимости) среднюю точку источника входного напряжения для обеспечения работы $L_k C_k$ -контура, который для каждого транзистора функционирует аналогично работе $L_k C_k$ -контура в квазирезонансном преобразователе по схеме, приведенной на рис. 8.2.4, б. Роль L_k может выполнить и соответствующая индуктивность цепи нагрузки инвертора при работе на нагрузку с фиксированными параметрами.

При необходимости согласования уровней напряжения на входе и выходе инвертора напряжения может быть использована так называемая нулевая схема, показанная на рис. 8.3.8. В этой схеме в течение конечного времени выключения реального транзистора также происходит замыкание источника входного напряжения через включающийся и выключающийся транзисторы, соединенные на это время параллельно по отношению к входному источнику. Но так как при этом последовательно с каждым транзистором оказывается включенной индуктивность рассеивания соответствующей первичной обмотки трансформатора, пики токов короткого замыкания источника будут ограничены.

Для возможности реализации в нулевой схеме инвертора однополярной ШИМ с целью улучшения качества напряжения она должна быть дополнена ключом переменного тока, образованного,

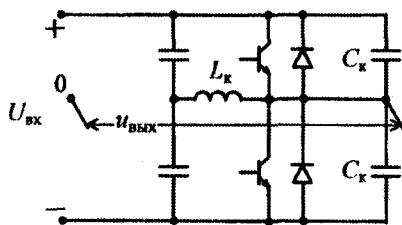


Рис. 8.3.7

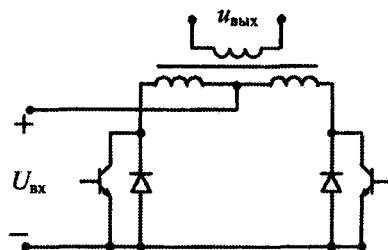


Рис. 8.3.8

например, двумя встречно-параллельно включенными управляемыми нулевыми вентилями (транзисторами), шунтирующим результирующую первичную или вторичную обмотки, как для второго случая показано на рис. 8.3.9.

Другой путь улучшения качества выходного напряжения инвертора связан с использованием дополнительной амплитудной модуляции импульсов выходного напряжения.

Применительно к нулевой схеме инвертора это достигается секционированием первичной обмотки трансформатора и подключением к отводам дополнительных ключей переменного тока, выполненных аналогично выходному ключу на рис. 8.3.9. Схема такого инвертора приведена на рис. 8.3.10.

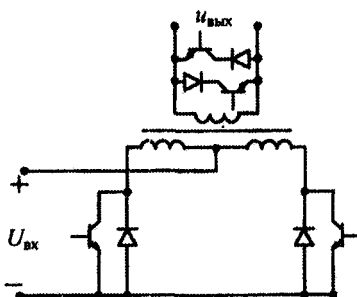


Рис. 8.3.9

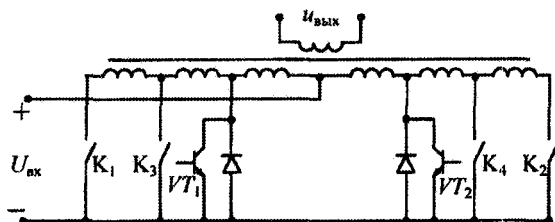


Рис. 8.3.10

При поочередном включении ключей K_1 , K_3 и транзистора VT_1 формируется ступенчатая положительная полуволна выходного напряжения трансформатора за счет изменения парциальных коэффициентов трансформации подключенных обмоток трансформатора в соответствии с числами витков соответствующих частей первичной обмотки. Проблемы оптимальной аппроксимации синусоиды прямоугольно-ступенчатой функцией проанализированы в работах [153, 154].

8.3.2. БАЗОВЫЕ СХЕМЫ ТРЕХФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПЯЖЕНИЯ

ТРЕХФАЗНЫЙ МОСТОВОЙ ИНВЕРТОР

Самая простая и распространенная схема трехфазного инвертора напряжения получается простым объединением по общему источнику входного напряжения трех полумостовых однофазных ин-

верторов (см. рис. 7.1.5, б), в этом случае при соединении фаз трехфазной нагрузки в звезду без нуля или треугольником не требуется наличие средней точки у источника входного напряжения, как показано на рис. 8.3.11.

В режиме 180-градусного управления сигналы на верхний и нижний транзисторы каждого плеча моста поступают в течение полупериода выходного напряжения с соответствующими фазовыми сдвигами для получения трехфазной системы, как показано на первых шести временных диаграммах рис. 8.3.12.

На следующих трех диаграммах изображены кривые фазных напряжений трехфазной нагрузки, на последней диаграмме приведена кривая одного линейного напряжения. Шестиступенчатый характер диаграмм фазных напряжений инвертора свидетельствует о шести различных состояниях силовой схемы инвертора, интервалы существования которых обозначены цифрами 1-6. Шесть схем замещения инвертора, соответствующие этим шести состояниям силовой схемы, показаны на рис. 8.3.13. В первом состоянии включены транзисторы VT_2 , VT_4 и VT_3 . Фазы A и C нагрузки подключены к положительной шине входного источника питания E , а фаза B нагрузки подключена к отрицательной шине источника E . При одинаковых сопротивлениях фаз нагрузки на две параллельно соединенные фазы A и C будет приложена в положительном направлении треть напряжения источника, а на последовательно соединенную с ними фазу B — две трети напряжения источника питания отрицательной полярности (минус на конце фазы нагрузки), что отражено соответствующей величиной ступеней фазных напряжений инвертора на первом интервале диаграммы рис. 8.3.12. Аналогично по схемам замещения определяются величины ступеней в

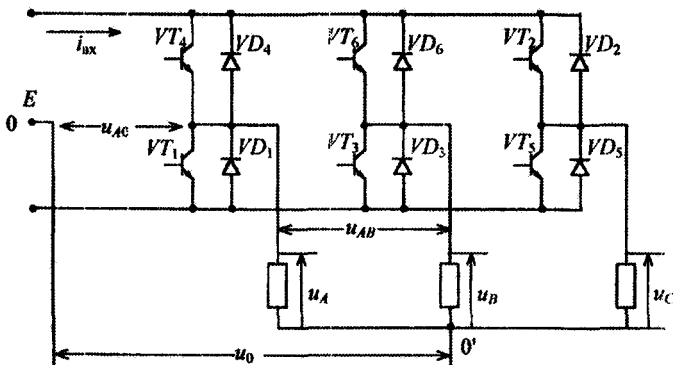


Рис. 8.3.11

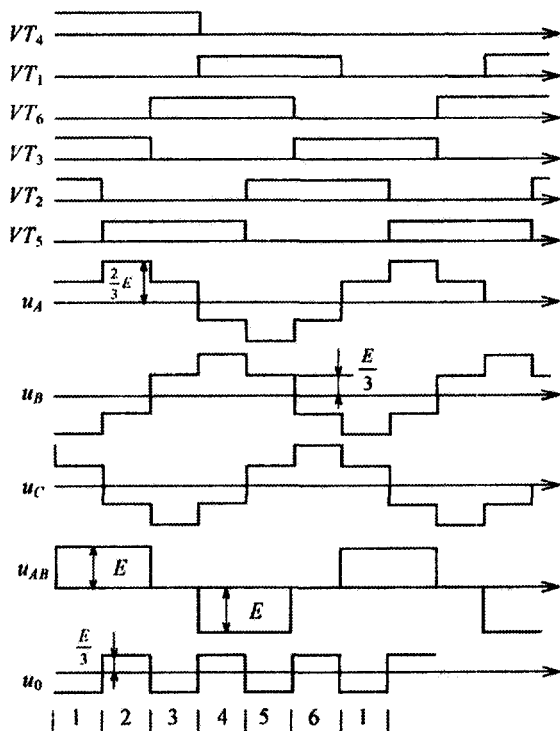


Рис. 8.3.12

фазных напряжениях инвертора и на всех остальных интервалах. Характерно, что каждое состояние отличается от предыдущего переключением только одной фазы нагрузки в противоположную полярность напряжения.

По построенным фазным напряжениям легко определить и межфазное (линейное) напряжение, как это показано для линейного напряжения U_{AB} на предпоследней диаграмме.

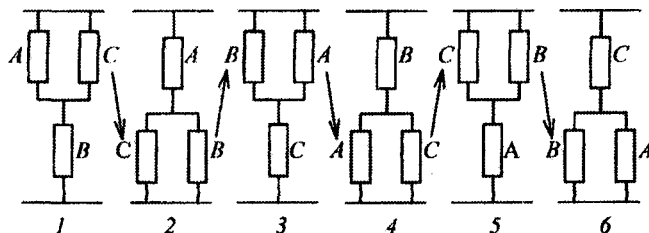


Рис. 8.3.13

Математическая модель инвертора в фазных переменных. Полученная трехфазная система фазных напряжений нагрузки инвертора образует уравновешенную систему напряжений, так как

$$u_A + u_B + u_C = 0. \quad (8.3.4)$$

В то же время трехфазная система фазных напряжений плеч инвертора, отсчитываемая относительно условной средней точки O источника входного напряжения, уже не является уравновешенной, так как

$$\frac{1}{3}(u_{A0} + u_{B0} + u_{C0}) = u_0. \quad (8.3.5)$$

Между нулевыми точками источника и нагрузки выделяется напряжение тройной частоты u_0 (показано на нижней диаграмме рис. 8.3.12), которое является напряжением нулевой последовательности трехфазной системы и равно сумме гармоник, кратных трем, содержащихся в фазных напряжениях плеч инвертора u_{A0}, u_{B0}, u_{C0} .

Определим коммутационные функции вентильного комплекта преобразователя ψ_n для фаз A, B, C , связывающие входные и выходные переменные соотношениями вида (8.3.1). При этом будем основываться на алгоритме 180-градусного управления, т.е. на взаимно-обратном характере коммутационных функций ключей (КФК) верхнего и нижнего транзисторов в каждом плече моста:

$$\psi_1 + \psi_4 = 1, \quad \psi_2 + \psi_5 = 1, \quad \psi_3 + \psi_6 = 1. \quad (8.3.6)$$

Тогда с учетом этого коммутационные функции каждого плеча трехфазного моста найдем через КФК очевидным образом:

$$\psi_{A0} = \psi_4 - \psi_1 = 2\psi_4 - 1, \quad \psi_{B0} = 2\psi_6 - 1, \quad \psi_{C0} = 2\psi_2 - 1. \quad (8.3.7)$$

Из уравнений связи между напряжениями инвертора с учетом (8.3.5) находим связь между фазными напряжениями инвертора и плеч моста:

$$\begin{aligned} u_A &= E\psi_A = u_{A0} - u_0 = \frac{1}{3}(2u_{A0} - u_{B0} - u_{C0}), \\ u_B &= E\psi_B = u_{B0} - u_0 = \frac{1}{3}(2u_{B0} - u_{C0} - u_{A0}), \\ u_C &= E\psi_C = u_{C0} - u_0 = \frac{1}{3}(2u_{C0} - u_{A0} - u_{B0}). \end{aligned} \quad (8.3.8)$$

В свою очередь для фазных напряжений плеч моста можно записать

$$u_{A0} = \frac{E}{2}\psi_{A0} = (\psi_4 - \psi_1)\frac{E}{2} = \frac{E}{2}(2\psi_4 - 1),$$

$$u_{B0} = \frac{E}{2} \Psi_{B0} = (\Psi_6 - \Psi_3) \frac{E}{2} = \frac{E}{2} (2\Psi_6 - 1), \quad (8.3.9)$$

$$u_{C0} = \frac{E}{2} \Psi_{C0} = (\Psi_2 - \Psi_5) \frac{E}{2} = \frac{E}{2} (2\Psi_2 - 1).$$

После подстановки (8.3.9) в (8.3.8) и преобразований получим связь между коммутационными функциями фаз нагрузки (КФФ) и коммутационными функциями ключей инвертора:

$$\begin{aligned} \Psi_A &= \frac{1}{3} (2\Psi_4 - \Psi_6 - \Psi_2), \\ \Psi_B &= \frac{1}{3} (2\Psi_6 - \Psi_2 - \Psi_4), \\ \Psi_C &= \frac{1}{3} (2\Psi_2 - \Psi_4 - \Psi_6). \end{aligned} \quad (8.3.10)$$

Из (8.3.5) с учетом (8.3.9) можно получить коммутационную функцию Ψ_n напряжения нулевой последовательности (КФН), действующего между нулевыми токами источника и нагрузки, из соотношения

$$u_0 = E\Psi_n = E \left(\frac{\Psi_4 + \Psi_6 + \Psi_2}{3} - \frac{1}{2} \right),$$

откуда

$$\Psi_n = \frac{1}{3} (\Psi_4 + \Psi_6 + \Psi_2) - \frac{1}{2}. \quad (8.3.11)$$

При соединении нагрузки инвертора не в звезду, а в треугольник удобно оперировать с коммутационными функциями линейных напряжений (КФЛ), которые просто выражаются через коммутационные функции фазных напряжений:

$$\begin{aligned} \Psi_{AB} &= \Psi_A - \Psi_B = \Psi_4 - \Psi_6, \\ \Psi_{BC} &= \Psi_B - \Psi_C = \Psi_6 - \Psi_2, \\ \Psi_{CA} &= \Psi_C - \Psi_A = \Psi_2 - \Psi_4. \end{aligned} \quad (8.3.12)$$

Из выражений (8.3.10) для КФФ следует, что в трехфазном мостовом инверторе фазное напряжение на нагрузке определяется коммутационными функциями ключей анодной (катодной) группы всех трех фаз. Это обуславливает специфику управления

инвертором напряжения при ШИМ, заключающуюся в том, что невозможно управлять напряжением в каждой фазе, воздействуя только на один канал управления ключами этой фазы.

Теперь найдем связь входного тока инвертора i_n с токами фаз нагрузки, исходя из уравнения баланса мгновенных мощностей на входе и выходе инвертора:

$$E i_{\text{вх}} = i_A u_A + i_B u_B + i_C u_C = E(i_A \psi_A + i_B \psi_B + i_C \psi_C), \quad (8.3.13)$$

что с учетом (8.3.10) дает

$$i_{\text{вх}} = i_A \psi_4 + i_B \psi_6 + i_C \psi_2. \quad (8.3.14)$$

Используя соотношение, можно построить форму тока на входе инвертора по известной форме тока в фазах нагрузки, определяемой заданной формой напряжения на нагрузке.

Для нахождения форм токов в транзисторе и диоде ключей моста через токи фаз выразим ток транзистора, учитывая его одностороннюю проводимость, с помощью его коммутационной функции, например для фазы A :

$$i_{VT_A} = \frac{1}{2}(i_A \psi_4 + |i_A| \psi_4) = \psi_4 \frac{i_A + |i_A|}{2}. \quad (8.3.15)$$

Тогда ток встречно-параллельного обратного диода определяется так:

$$i_{VD_A} = \psi_4 \frac{|i_A| - i_A}{2}. \quad (8.3.16)$$

Эти два соотношения позволяют рассчитать загрузку вентиляей по среднему и действующему значениям анодного тока в функции токов фаз нагрузки и принятого алгоритма управления вентилями, определяющего вид коммутационной функции вентиляей.

На рис. 8.3.14 показаны диаграммы, иллюстрирующие вид введенных коммутационных функций и построенных с их помощью токов вентиляей и входа инвертора при синусоидальной ШИМ.

Первая диаграмма показывает алгоритм формирования коммутационной функции переключения (КФП) трех фаз инвертора ψ_{A0} , ψ_{B0} , ψ_{C0} , изображенных на трех следующих диаграммах. Переключение КФП происходит по моментам сравнения симметричного треугольного опорного напряжения $u_{\text{оп}}$ с синусоидальным модулирующим напряжением $u_{\text{мод}}$ соответствующей фазы, в результате чего реализуется двухполярная синусоидальная двусторонняя ШИМ с кратностью $N=12$. За диаграммами КФП следует диаграмма

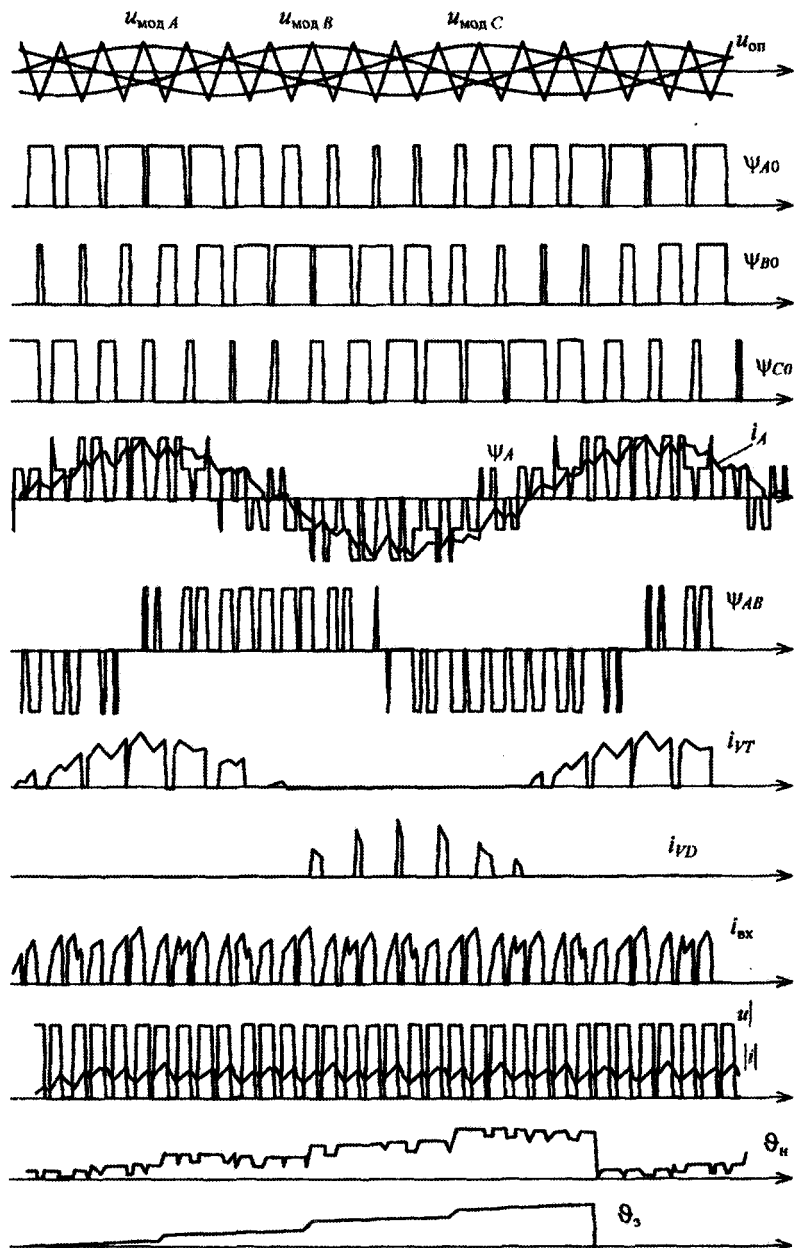


Рис. 8.3.14

КФФ фазы A , определяющая форму фазного напряжения и тока инвертора фазы A , а за ними изображена КФЛ, формирующая кривую линейного напряжения u_{AB} . На следующих трех диаграммах приведены форма тока транзистора i_{T_1} , ток диода i_{D_1} и ток на входе инвертора i_{in} . При построении диаграмм токов считалось, что токи в фазах нагрузки представлены своими гладкими составляющими (здесь совпадающими с их первыми гармониками). При активно-индуктивной нагрузке на выходе инвертора первая гармоника тока в фазе отстает от первой гармоники напряжения фазы на угол $\varphi_{(1)}$.

Из диаграммы входного тока инвертора $i_{вх}$ следует, что этот ток, во-первых, имеет разрывной (скачкообразный) характер и, во-вторых, на коротких интервалах времени может менять свой знак (см. рис. 8.3.2). Поэтому источник входного напряжения должен быть безындуктивным и, кроме того, способным пропускать импульсы тока в обоих направлениях. Этим требованиям удовлетворяет только аккумулятор. Если же постоянное напряжение получается с выхода выпрямителя, то на вход инвертора необходимо включить конденсатор фильтра, через который и замкнутся скачки входного тока, а его гладкая составляющая замкнется через выпрямитель.

На последних трех диаграммах (см. рис. 8.3.14), которые будут рассмотрены ниже, приведены модуль обобщенного вектора напряжения инвертора и его реальная и заданная фазы, отсчитываемые в пределах одного полного оборота обобщенных векторов в комплексной плоскости.

Анализ загрузки элементов инвертора. Для расчета потерь активной мощности от протекания прямых токов в транзисторах и диодах инвертора необходимо знание средних и действующих значений этих токов. Форма тока транзистора i_T приведена на рис. 2.3.14, форма тока обратного диода есть функция, дополняющая изображенную кривую тока транзистора до функции, ее огибающей, являющейся модулем соответствующей синусоидальной кривой, если принять выходной ток инвертора синусоидальным.

Простые расчетные соотношения для средних и действующих значений анодных токов транзисторов и диодов инвертора с синусоидальной ШИМ можно получить, если сделать допущение о бесконечно большой в пределе кратности отношения частот коммутации (частоты тактов при ШИМ) к выходной частоте инвертора. Тогда импульсы тока в вентиле можно аппроксимировать непрерывной функцией, равной на каждом такте среднему значению исходной импульсной функции анодного тока. Реальные импульсы тока вентиля подвержены двойной модуляции: амплитудной по

закону модуля синусоиды выходного тока инвертора и широтно-импульсной по закону синусоидального модулирующего сигнала, формирующего синусоидальный ШИМ в инверторе в соответствии с диаграммами, приведенными на рис. 8.3.14. Тогда среднее значение тока транзистора за период выходной частоты инвертора можно получить усреднением указанной аппроксимирующей непрерывной функции текущих средних значений по тактам тока вентиля:

$$I_T = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \vartheta_{н.т} I_{\max} \sin \omega t d\vartheta, \quad (8.3.17)$$

где $\vartheta_{н.т} = \frac{1}{2}[1 + M \sin(\omega t + \varphi)] = \frac{t_{и.т}}{T_T}$ – текущее значение относительной длительности импульса тока вентиля (в интервале такта T_T); φ – фаза выходного тока инвертора относительно первой гармоники выходного напряжения инвертора, задаваемой модулирующим синусоидальным сигналом; M – глубина широтно-импульсной модуляции, задаваемая отношением амплитуды модулирующего сигнала к амплитуде симметричного треугольного опорного сигнала (см. рис. 8.3.14); I_{\max} – амплитуда синусоиды выходного тока инвертора.

После вычисления интеграла получим

$$I_T = \frac{I_{\max}}{2\pi} \left(1 + \frac{M\pi}{4} \cos \varphi \right). \quad (8.3.18)$$

Среднее значение тока обратных вентилях инвертора определяется как разность средних значений полувольты выходного тока инвертора и тока транзистора:

$$I_{д} = \frac{1}{\pi} I_{\max} - I_T = \frac{I_{\max}}{2\pi} \left(1 - \frac{M\pi}{4} \cos \varphi \right). \quad (8.3.19)$$

На основе сформулированного подхода вычисляется действующее значение тока транзистора следующим образом:

$$I_{Т.д} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \vartheta_{н.т}^2 I_{\max}^2 \sin^2 \omega t d\vartheta} = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2M}{3\pi} \cos \varphi}. \quad (8.3.20)$$

В соответствии с отмеченным рассмотрением тока диода как дополняющего в нулевые паузы ток транзистора до полуволны синусоиды действующее значение тока диода будет очевидно равно

$$I_{д.д} = \sqrt{\left(\frac{I_{\max}}{2}\right)^2 - I_{т.д}^2} = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi} \cos \varphi} \quad (8.3.21)$$

Из диаграмм, приведенных на рис. 8.3.14, видно, что входной ток i_n инвертора напряжения имеет импульсный характер и поэтому источник питания инвертора должен быть источником ЭДС, позволяющим пропускать через себя импульсы тока. Реально таким источником является входной выпрямитель с конденсаторным фильтром в звене постоянного тока. Для расчета значения емкости этого конденсатора и потерь в нем необходимо знание действующего значения тока, протекающего через него. При расчете будем исходить из допущения, что постоянная составляющая входного тока инвертора протекает через входной выпрямитель, а переменная составляющая замыкается через конденсатор фильтра. С учетом ортогональности постоянной и переменной составляющих любой функции для действующего значения переменной составляющей входного тока инвертора (т. е. тока конденсатора) можно записать

$$I_{C.в.г} = \sqrt{I_{вх.д}^2 - I_{вх.ср}^2}, \quad (8.3.22)$$

где $I_{вх.д}$ и $I_{вх.ср}$ — действующее и среднее значения входного тока инвертора.

Выражение для среднего значения входного тока инвертора получают из уравнения баланса активной мощности на входе и выходе инвертора, пренебрегая потерями внутри инвертора и считая выходной ток инвертора синусоидальным:

$$I_{вх.ср} = \frac{3U_{\max} I_{\max} \cos \varphi}{2E} = \frac{3}{4} M I_{\max} \cos \varphi, \quad (8.3.23)$$

где U_{\max} — амплитуда первой гармоники выходного напряжения фазы трехфазного инвертора, равная $M(E/2)$, E — среднее значение напряжения на входе инвертора, M — глубина модуляции, равная $(2U_{\max})/E$.

Действующее значение входного тока инвертора с учетом (8.3.14) можно вычислить по следующему выражению при симметричных фазах нагрузки:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{вх.д}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\text{вх}}^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_A \Psi_4 + i_B \Psi_6 + i_C \Psi_2)^2 d\vartheta} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [3(i_A \Psi_4)^2 + 6i_A i_B \Psi_4 \Psi_6] d\vartheta}.
 \end{aligned}
 \tag{8.3.24}$$

При вычислении интегралов в (8.3.24) примем токи фаз нагрузки синусоидальными, и в коммутационных функциях ключей инвертора Ψ_4, Ψ_6, Ψ_2 вклад в интегралы будут вносить только их первые гармоники с частотой выходных токов инвертора. Тогда

$$\begin{aligned}
 I_{\text{вх.д}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[3I_{\text{max}}^2 \sin^2(\vartheta - \varphi_A) M^2 \sin^2 \vartheta + \right. \\
 &\left. + 6I_{\text{max}}^2 \sin(\vartheta - \varphi_A) \sin(\vartheta - \varphi_B) M^2 \sin \vartheta \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] d\vartheta} = \\
 &= I_{\text{max}} \frac{\sqrt{6}}{8} \sqrt{4 - M^2 + 4M^2 \cos^2 \varphi}.
 \end{aligned}
 \tag{8.3.25}$$

С учетом (8.3.23) коэффициент гармоник входного тока инвертора, определяющий степень загрузки токами высших гармоник конденсатора фильтра в звене постоянного напряжения инвертора, будет равен

$$K_{\text{г.т. вх}} = \frac{\sqrt{I_{\text{вх.д}}^2 - I_{\text{вх.ср}}^2}}{I_{\text{вх.ср}}} = \sqrt{\frac{4 - M^2 + 4M^2 \cos^2 \varphi}{6M^2 \cos^2 \varphi}} - 1. \tag{8.3.26}$$

Кроме того, конденсатор фильтров будет загружен еще гармониками выпрямленного тока входного выпрямителя в соответствии с выражением (2.3.17).

В тех случаях, когда производители конденсаторов задают для них ограничения по допустимой величине пульсаций напряжения на них в функции частоты пульсаций, формулу для расчета дейст-

вующего значения пульсаций напряжения на конденсаторе можно получить методом АДУ2, полагая, что весь ток высших гармоник на входе инвертора замыкается через конденсатор:

$$U_{C_{в.г}} = \frac{1}{C_{\phi}} \int i_{вх.в.г} d\vartheta. \quad (8.3.27)$$

После алгебраизации этого уравнения получаем

$$U_{C_{в.г}} = \frac{1}{C_{\phi}} \bar{I}_{вх.в.г} = \frac{I_{вх.ср} \bar{K}_{г.т.вх}}{\omega_{к} C_{\phi}}, \quad (8.3.28)$$

где $\bar{K}_{г.т.вх}$ – интегральный коэффициент гармоник входного тока инвертора; $\omega_{к}$ – частота коммутации в режиме ШИМ. Для обобщения этого выражения перейдем к относительным величинам, в итоге для коэффициента гармоник напряжения на конденсаторе фильтра инвертора будем иметь

$$K_{г.н.вх} = \frac{U_{C_{в.г}}}{E} = \frac{I_{вх.ср}}{E} \frac{1}{\omega_{к} C_{\phi}} \bar{K}_{г.т.вх} = \frac{X_{\phi,к}}{R_{вх}} \bar{K}_{г.т.вх}, \quad (8.3.29)$$

где $R_{вх}$ – входное сопротивление инвертора по постоянному току; E – среднее значение входного напряжения инвертора; $X_{\phi,к}$ – сопротивление конденсатора фильтра на частоте коммутации при ШИМ в инверторе.

В случае высоких частот выходного напряжения инвертора частота коммутации вентилях при синусоидальной ШИМ с кратностью 12 и выше может превысить предельно допустимое значение. Особенно это актуально для GTO-тиристоров, у которых предельная частота коммутации сегодня не превосходит 1 кГц, а также для мощных IGBT-транзисторов, где эти ограничения лежат в пределах нескольких килогерц. К тому же значения реактивных сопротивлений индуктивностей реальных нагрузок на высоких частотах (индуктивности рассеивания трансформаторов, асинхронных двигателей) обычно обеспечивают приемлемое сглаживание пульсаций в токах фаз инвертора при частотах коммутации, не превышающих предельно допустимых. В этих случаях для формирования кривой выходного напряжения и регулирования величины его первой гармоники приемлемым оказывается способ *широтно-импульсного регулирования (ШИР)*. Формы фазного и линейного напряжений трехфазного мостового инвертора при шестикратном ШИР приведены на рис. 8.3.15. Кривая напряжения сформирована

путем поочередного пребывания схемы в тех же шести состояниях, что и на рис. 8.3.12, разделенных нулевыми паузами. Последние формируются путем одновременного подключения всех фаз нагрузки или к положительной шине источника входного напряжения, или к отрицательной. Разновидности видов ШИР трехфазных инверторов рассмотрены в [155].

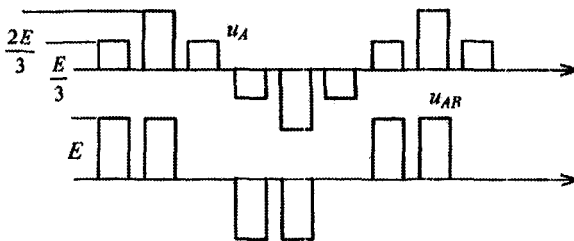


Рис. 8.3.15

Здесь необходимо отметить одну особенность инвертора напряжения при любом алгоритме управления им. Импульсный характер выходного напряжения инвертора при нагрузке его на удаленный потребитель (обычно асинхронный двигатель) через длинный кабель приводит к тому, что последний ведет себя как «длинная линия», вызывая сложение волн напряжения вследствие эффекта отражения импульсов в длинной линии с распределенными параметрами. Это вызывает ускоренное старение и повреждение изоляции статорных обмоток асинхронной машины. Поэтому в конце линии необходимо включение устройства ограничения напряжения, выполненного на базе трехфазной диодной мостовой схемы выпрямления, нагруженной на нелинейное сопротивление (варистор) или конденсатор, шунтированный резистором. Подобные устройства рассмотрены при использовании их и на входах непосредственных преобразователей частоты в п. 10.2.1.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИНВЕРТОРА ПРИ ПРЕОБРАЗОВАНИИ КООРДИНАТ (В ОРТОГОНАЛЬНЫЕ ДВУХФАЗНЫЕ)

Рассмотренная математическая модель инвертора построена в фазных координатах, которые являются естественными и дают реальные напряжения и токи в модели и в реальной установке. Вместе с тем, модель в фазных координатах имеет недостатки:

1. Трудность расчета электромагнитных процессов в такой модели, когда нагрузка содержит переменные параметры. Такой рас-

пространенной нагрузкой инвертора являются машины переменного тока (асинхронные и синхронные), модель которых, как известно из теории электрических машин [156], имеет периодически изменяющиеся параметры (индуктивности обмоток) даже при работе машины в установившемся режиме.

2. Число каналов управления инвертором (три модулирующих сигнала при ШИМ для трехфазного инвертора с соединением нагрузки в звезду без нуля или треугольник) превышает число независимо регулируемых переменных (токи двух фаз нагрузки, так как ток третьей фазы однозначно определяется через токи двух фаз в соответствии с первым законом Кирхгофа).

Эти недостатки естественных координат для данного объекта можно устранить полностью либо частично, если перейти к модели инвертора в ортогональной системе координат или, что аналогично, к модели инвертора в плоскости комплексного переменного, называемой моделью инвертора для обобщенных векторов.

Обобщенный вектор в комплексной плоскости определяется как следующая композиция из трех переменных, например для фазного выходного напряжения инвертора в неподвижной системе α , β -координат:

$$\dot{i} = u_\alpha + ju_\beta = \frac{2}{3}(u_A + au_B + a^2u_C), \quad (8.3.30)$$

где

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (8.3.31)$$

есть единичные операторы поворота соответственно на 120 и 240°.

После их подстановки в (8.3.30) получаем

$$\dot{i} = u_\alpha + ju_\beta = u_A + j\frac{u_B - u_C}{\sqrt{3}} = u_A + j\frac{u_{BC}}{\sqrt{3}}. \quad (8.3.32)$$

Модуль обобщенного вектора

$$U = |\dot{i}| = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \quad (8.3.33)$$

и его фаза

$$\theta = \arctg \frac{u_\beta}{u_\alpha}. \quad (8.3.34)$$

Для трехфазной симметричной системы синусоидальных напряжений единичной амплитуды обобщенный вектор в плоскости комплексного переменного будет представлен вектором единичной амплитуды, который равномерно вращается со своей угловой частотой.

При прямоугольно-ступенчатой форме выходного напряжения трехфазного инвертора (см. рис. 8.3.12) для модуля обобщенного вектора получаем единицу во всех состояниях, а фаза обобщенного вектора скачком увеличивается на 60° при каждой смене состояний, как показано на рис. 8.3.16. Если изобразить обобщенный вектор на комплексной плоскости, то он будет иметь шесть дискретных положений, скачком переходя в моменты коммутации из текущего в следующее по порядку (рис. 8.3.17,а). Формируемая при ШИМ нулевая пауза в выходных напряжениях инвертора соответствует состоянию, когда все фазы нагрузки подключаются к положительной шине источника питания (код состояния 111) или отрицательной шине источника (код состояния 000). Здесь состояния инвертора закодированы трехразрядным двоичным числом, где присутствие единицы в первой, второй и третьей позициях числа соответствует единичным значениям коммутационных функций транзисторов VT_4 , VT_6 , VT_2 моста инвертора.

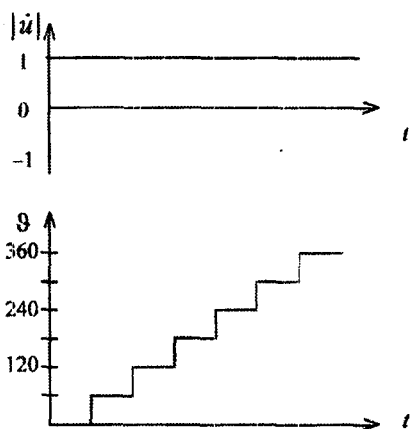


Рис. 8.3.16

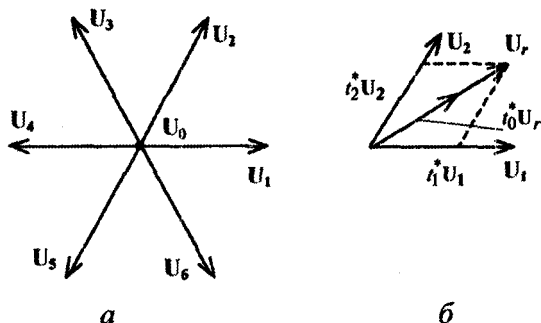


Рис. 8.3.17

Таким образом, силовая схема инвертора может находиться в восьми состояниях: в шести возможных активных состояниях и двух пассивных (нулевых). Синтез алгоритма управления инвертором содержательно сводится к заданию порядка смены состояний (очередности коммутаций вентилях) и длительностей пребывания в каждом из них.

Если оперировать не с мгновенными значениями обобщенного вектора напряжения, а с его средними значениями на интервале такта, т.е. перейти к *гладкой составляющей* изменения обобщенного вектора, то в пределах сектора 60° между двумя средними положениями двух смежных обобщенных векторов напряжений U_1 и U_2 можно получить любое положение усредненного вектора заданной величины (гладкую составляющую), как это показано на рис. 8.3.17,б. Его величина и фаза определяются в соответствии с уравнением

$$\dot{u} = t_1^* U_1 + t_2^* U_2 + t_3^* U_0, \quad (8.3.35)$$

где U_0 – нулевой вектор напряжения, определяемый состояниями 000 и 111 вентилях инвертора; t_1^* , t_2^* , t_3^* – относительные длительности включения векторов U_1 , U_2 , U_0 , отсчитанные в долях периода тактовой частоты коммутации в инверторе при ШИМ.

Тогда сумма времен $t_1^* + t_2^*$ будет определять степень регулирования значения модуля обобщенного вектора напряжения по сравнению с максимально возможным, а соотношение между t_1^* и t_2^* будет определять фазу обобщенного вектора в рассматриваемом 60° -градусном секторе.

При этом возможно множество вариантов технической реализации в системе управления инвертором алгоритма (8.3.35) за счет изменения порядка следования во времени слагаемых в этом уравнении и за счет различных способов получения вектора нулевого напряжения. Это и определяет известное множество алгоритмов управления инвертором по обобщенному вектору, которое будет рассмотрено в гл. 12.

Тем не менее уже сейчас можно отметить, что формально синтез алгоритма управления инвертором сводится в конечном итоге к синтезу трех коммутационных функций фазных напряжений в плоскости действительных переменных или одного обобщенного вектора коммутационной функции фазного напряжения (ОКФФ) в

плоскости комплексного переменного, определяемого аналогично (8.3.32):

$$\dot{i} = \frac{2}{3} E(\psi_A + \psi_B a + \psi_C a^2) = E\dot{\psi} = E(\psi_\alpha + j\psi_\beta) = E\left(\psi_A + j\frac{\psi_{BC}}{\sqrt{3}}\right).$$

За критерий оптимизации формы коммутационной функции в конкретной ситуации может быть принят один из следующих:

- минимизация гармоник заданной частоты в выходном напряжении;
- минимизация интегральных коэффициентов гармоник выходного напряжения соответствующего порядка (обычно первого), определяемого видом нагрузки;
- ограничение на заданном уровне максимальной частоты коммутации вентилях.

Кроме системы неподвижных ортогональных осей α , β -координат при переменной частоте напряжения инвертора применяют ортогональную вращающуюся с произвольной переменной скоростью систему x, y -координат [156]. Ее важным частным случаем является система d, q -координат, вращающаяся с постоянной скоростью, определяемой частотой напряжения инвертора. Формулы перехода от α , β -координат к d, q -координатам имеют вид

$$\begin{vmatrix} u_d \\ u_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{vmatrix}, \quad (8.3.36)$$

а формулы обратного перехода аналогичны, поскольку обратная матрица преобразования здесь подобна первоначальной матрице.

В d, q -координатах, или, как их еще называют, синхронных координатах, трехфазная синусоидальная система напряжений представляется уже неподвижным вектором с фиксированными (постоянными) проекциями на d, q -оси, вращающиеся с синхронной скоростью. Такое представление упрощает, как будет показано в соответствующем разделе, реализацию регуляторов системы управления, работающих с сигналами постоянного, а не переменного тока.

ТРЕХФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ ТРЕХ ОДНОФАЗНЫХ МОСТОВЫХ СХЕМ

Возможны два варианта такого инвертора. Если у трехфазной нагрузки доступны оба конца каждой фазы, то отдельные фазы нагрузки просто подключаются к выходу каждого однофазного моста. Такая ситуация возможна при питании от инвертора напряже-

ния трехфазного двигателя переменного тока (асинхронного или синхронного) при наличии на двигателе выводов от всех концов обмоток. Но при независимом формировании методом однополярной синусоидальной ШИМ фазных напряжений в каждом однофазном инверторе полученная трехфазная система будет неуравновешенной, так как

$$u_A + u_B + u_C \neq 0. \quad (8.3.37)$$

Вследствие этого в фазных токах появятся гармоники нулевой последовательности, дополнительно загружающие инвертор и электрическую машину. Для их исключения необходимо согласованно управлять однофазными мостами инвертора, обеспечивая уравновешенность трехфазной системы напряжений [21].

Второй вариант инвертора для трехфазной нагрузки с тремя доступными выводами требует применения трех однофазных выходных трансформаторов, при соединении вторичных обмоток которых в звезду (рис. 8.3.18) исключается возможность протекания токов нулевой последовательности в нагрузке.

Сравнивая два вида рассмотренных трехфазных инверторов напряжения, отметим их отличительные признаки. Трехфазные инверторы на базе однофазных мостовых схем можно назвать одноступенчатыми с ШИМ в фазных координатах, так как их выходное напряжение в каждой полувольте имеет только одну ступень, отличную от нулевой, а именно ступень E . Модуль обобщенного вектора напряжения трехфазного инвертора также имеет только один уровень. Трехфазные мостовые инверторы можно в случае фазных координат назвать двухступенчатыми с ШИМ, так как их выходное фазное напряжение имеет две возможные ступени напряжения — $E/3$ и $2/3E$. Модуль их обобщенного вектора напряжения, как было показано, также имеет только один уровень.

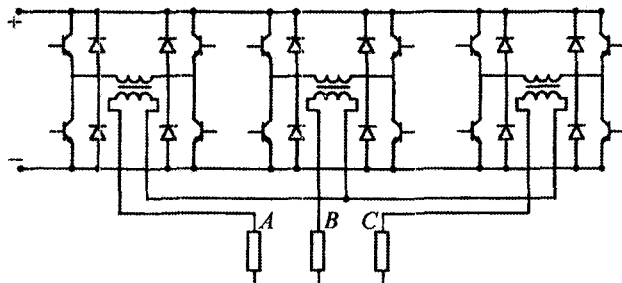


Рис. 8.3.18

Можно построить схемы трехфазных инверторов напряжения с большим числом ступеней в выходном напряжении, что априорно улучшит геометрически форму выходного напряжения инвертора и приведет к появлению в его математической модели инвертора нескольких возможных уровней модуля обобщенного вектора напряжения. По этому признаку различают *многоуровневые инверторы напряжения* (трехуровневые, пятиуровневые, семиуровневые). Технически это достигается добавлением к методу ШИМ формирования кривой выходного напряжения еще и метода амплитудной модуляции. Последнее возможно при наличии нескольких уровней напряжения у входного источника питания. Такие усложненные схемы инверторов оправданы при больших мощностях (более тысячи киловатт), когда улучшение качества выходного напряжения за счет добавления амплитудной модуляции компенсирует его ухудшение, вызываемое снижением допустимой кратности частоты коммутации на верхних частотах выходного напряжения.

8.3.3. ТРЕХУРОВНЕВЫЙ ТРЕХФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР

Схема трехуровневого трехфазного инвертора напряжения показана на рис. 8.3.19. Здесь каждое плечо классического трехфазного инвертора состоит из двух последовательно включенных полностью управляемых вентилей, шунтированных обратными диодами. Дополнительные диоды соединяют нулевую точку источника входного напряжения со средними точками плеч инвертора, образованных последовательно соединенными вентилями. В качестве полностью управляемых вентилей в мощных инверторах используют GTO-тиристоры (или IGBT-тиристоры), которые изображены в схеме, приведенной на рис. 8.3.19.

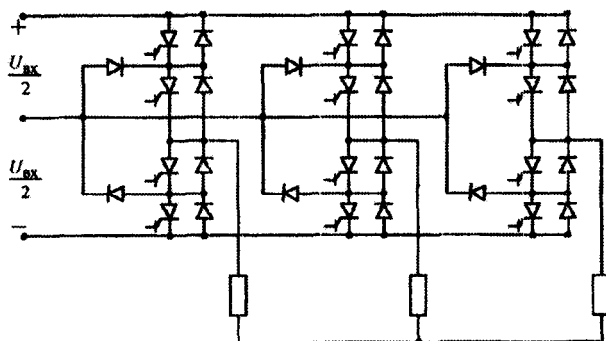


Рис. 8.3.19

Первому (наибольшему) уровню модуля обобщенного вектора напряжения соответствует схема замещения инвертора, как и у одноуровневого инвертора, с тем только отличием, что каждая фаза нагрузки подключена через два последовательных открытых тиристора к положительному или отрицательному полюсу источника входного напряжения (рис. 8.3.20, *а*). Ступени напряжения на фазах нагрузки в этом состоянии могут быть равны $U_{вх}/3$ или $2U_{вх}/3$. Шести подобным схемам замещения инвертора соответствуют шесть векторов обобщенного вектора напряжения наибольшего уровня, изображенных на рис. 8.3.17.

Второму (промежуточному) уровню модуля обобщенного вектора напряжения соответствует схема замещения инвертора, приведенная на рис. 8.3.20, *б*. Здесь две фазы нагрузки подключаются к двум различным полюсам источника входного напряжения, а третья фаза через один из внутренних тиристоров подключается к средней точке источника. Ступени напряжения на двух фазах нагрузки равны $\pm U_{вх}/2$, а на третьей фазе – нулевому напряжению. Для изображенного случая модуль обобщенного вектора напряжения равен $U_{вх}/\sqrt{3}$, а его фаза равна 30° . Здесь также возможны шесть векторов с таким модулем и фазами, различающимися между двумя соседними векторами на 60° .

Третьему (наименьшему) уровню модуля обобщенного вектора напряжения соответствует схема замещения, показанная для одного из состояний (см. рис. 8.3.20, *в*). При этом две фазы нагрузки подключены к одному полюсу входного источника, а третья фаза подключена через внутренний тиристор к нулевой точке источника, т.е. нагрузка как бы питается от одной половины входного источника. Ступени напряжения на фазах нагрузки равны $U_{вх}/3$ и $U_{вх}/6$. Модуль обобщенного вектора напряжения при этом в соответствии с (8.3.20) равен $U_{вх}/3$, а его фаза для изображенного случая равна

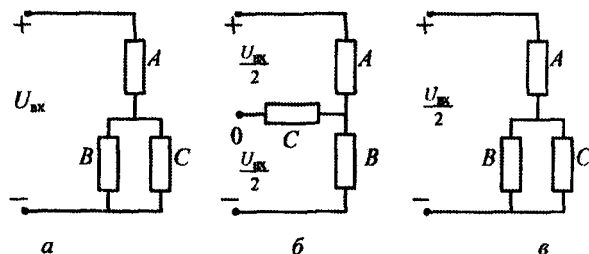


Рис. 8.3.20

нулю. Возможны шесть подобных состояний инвертора, имеющих ту же величину модуля обобщенного вектора и фазовые сдвиги, нарастающие по 60° при переходе от соответствующих последовательностей состояний типа показанных на рис. 8.3.13 с питанием от половины источника.

Таким образом, трехуровневый инвертор, имея в три раза большее (восемнадцать) число возможных положений не нулевого обобщенного вектора напряжения, чем одноуровневый инвертор, позволяет более качественно сформировать кривую напряжения на нагрузке за счет использования еще и амплитудной модуляции обобщенного вектора выходного напряжения.

8.3.4. ПЯТИУРОВНЕВЫЕ И m -УРОВНЕВЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

При выполнении трехуровневых инверторов на IGBT-транзисторах с предельными параметрами сегодня достигнуты мощности порядка 500...1000 кВт. Дальнейшее наращивание мощности инверторов для решения задач большой электроэнергетики приводит к необходимости выполнять их на GTO-тиристорах или IGCT-тиристорах, имеющих более высокие значения рабочих напряжений и токов, но, к сожалению, меньшие предельные частоты коммутации, обычно в сотни герц. С другой стороны, с ростом мощности и напряжения инвертора повышаются требования к качеству его выходного напряжения, которое невозможно теперь сформировать методами синусоидальной ШИМ из-за низкой допустимой частоты коммутации тиристоров с полным управлением. Поэтому единственной возможностью улучшения качества выходной энергии инвертора напряжения большой мощности является использование еще и амплитудной модуляции, позволяющей сформировать ступенчатую кривую выходного напряжения, аппроксимирующую синусоиду. Такие инверторы получили название многоуровневых инверторов, как уже отмечалось выше.

Многоуровневый инвертор позволяет использовать в своей схеме полупроводниковые приборы с рабочими напряжениями, меньшими, чем напряжения на входе и выходе. Рабочая частота коммутации ключей при этом также может быть уменьшена по сравнению с выходной частотой инвертора. Кроме того, многоступенчатая форма выходного напряжения инвертора уменьшает возможные импульсные перенапряжения на обмотках асинхронного двигателя на выходе инвертора в системе электропривода, которые возникают из-за распределенности в пространстве реальных кабелей питания, моделируемых длинными линиями.

Известны два подхода к достижению этой цели. Первый подход основан на секционировании (емкостным делителем) общего источника питания постоянного напряжения. Для получения m уровней в полуволне выходного напряжения инвертора требуются $m - 1$ емкостей в делителе напряжения. Из такого же количества ключей (вентилей с полным управлением) будет состоять и каждое плечо инвертора. Пример одной фазы пятиуровневого инвертора приведен на рис. 8.3.21. Максимальное напряжение на выходе инвертора, равное напряжению на его входе, будет при включении ключей $K_1 - K_4$ и $K_{13} - K_{16}$. Для уменьшения выходного напряжения инвертора на одну ступеньку ключ K_1 выключается. При этом на выходе инвертора напряжение уменьшится на величину напряжения на конденсаторе C_1 , который через диод VD_1 и ключи $K_2 - K_4$ оказывается включенным последовательно с нагрузкой инвертора. Для следующего уменьшения напряжения на выходе инвертора выключается еще ключ K_2 . При этом к выходу инвертора будет приложена разность напряжения источника и напряжения на двух последовательно включенных конденсаторах C_1 и C_2 через диоды VD_2, VD_3 и ключи K_3, K_4 . Продолжая управление подобным образом, нетрудно понять, что форма выходного напряжения инвертора будет иметь вид пятиступенчатой аппроксимации каждой полуволны синусоиды (рис. 8.3.22).

Широтно-импульсная модуляция на каждой ступени выходного напряжения обеспечивается многократным переходом между соседними ступенями, что дополнительно улучшает форму напряжения.

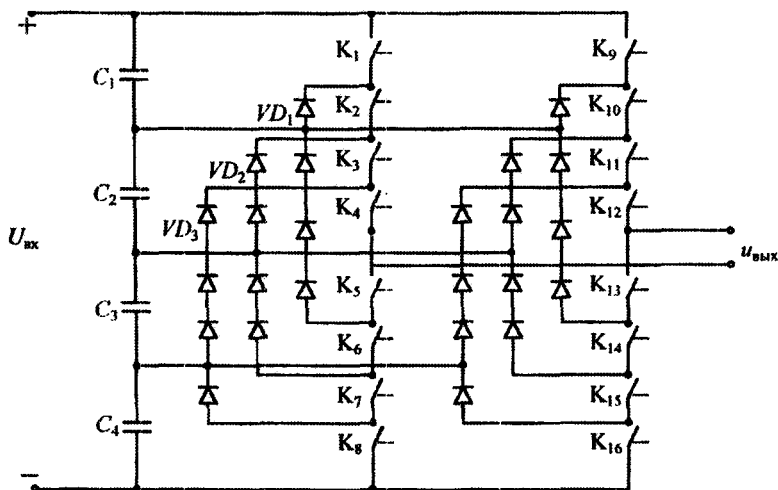


Рис. 8.3.21

Напряжение на каждом элементе схемы ограничено уровнем напряжения одного конденсатора делителя входного напряжения, которое здесь равно $U_{вх}/4$. Это обеспечивается соответствующим включением блокирующих диодов. Платой за улучшение качества выходного напряжения является

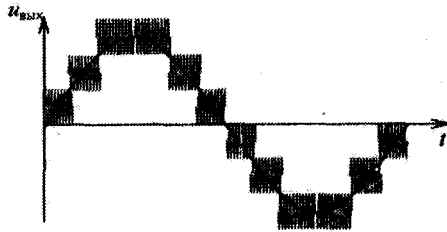


Рис. 8.3.22

большое число диодов на высокие напряжения и трудности управления по равномерному распределению напряжения источника питания между конденсаторами делителя напряжения.

Второй подход к построению многоуровневого инвертора напряжения основывается на его создании из многих ячеек со своими конденсаторами, напряжения на которых регулируются с определенным допуском, т. е. как бы «плавают». Это послужило основанием для названия такого конвертера многоуровневым инвертором с плавающими конденсаторами (floating capacitor multi-level converter). Схема пятиуровневого инвертора приведена на рис. 8.3.23.

Для получения полного напряжения на нагрузке включаются все последовательно соединенные транзисторы соответствующих плеч моста. Для получения уменьшенной на один уровень ступени

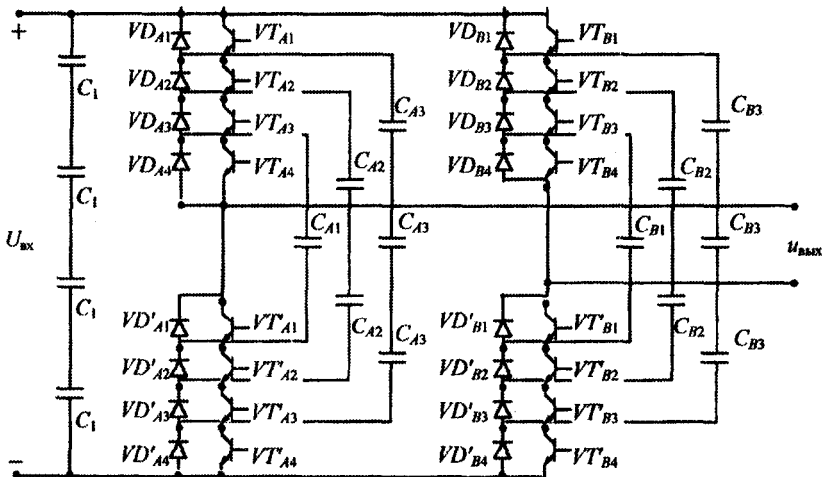


Рис. 8.3.23

в выходном напряжении включают в левом верхнем плече моста три верхних транзистора $VT_{A1} - VT_{A3}$ и верхний транзистор VT'_{A1} левого нижнего плеча. При этом напряжение на нагрузке станет меньше напряжения источника на величину напряжения на конденсаторе C_{A1} . Для формирования следующего уменьшенного уровня ступени в выходном напряжении включают только два верхних транзистора $VT_{A1} - VT_{A2}$ верхнего плеча и два верхних транзистора $VT'_{A1} - VT'_{A2}$ нижнего плеча. Напряжение на нагрузке оказывается уже меньше напряжения источника питания на сумму напряжений на двух последовательно включенных конденсаторах C_{A2} . Аналогично формируются и следующие уровни выходного напряжения. Последний, пятый (нулевой), уровень выходного напряжения формируется обычным образом при замыкании нагрузки через вентили $VT_{A1} - VT_{A4}$ и вентили $VT_{B1} - VT_{B4}$ или их обратные диоды.

Таким образом, при полной глубине модуляции выходные полуволны напряжения инвертора будут пятиуровневыми, но по мере регулирования вниз величины первой гармоники выходного напряжения число уровней в выходном напряжении рационально снижать, т. е. использовать преимущества амплитудного регулирования напряжения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 1.1. Какие существуют типы автономных инверторов?
- 1.2. В чем состоят основные отличия схем инверторов напряжения от схем инверторов тока?
- 1.3. Какие особенности у внешней характеристики инвертора тока?
- 1.4. Как можно регулировать величину выходного напряжения инвертора тока?
- 1.5. Какими модификациями схемы инвертора тока можно ограничить рост напряжения холостого хода инвертора тока?
- 1.6. Что дает применение вентилях обратного тока в резонансных инверторах?
 - 2.1. Какими преимуществами обладает транзисторный резонансный инвертор перед тиристорным?
 - 2.2. Как регулируется выходное напряжение у инверторов напряжения?
 - 2.3. Какие свойства у резонансного инвертора класса E ?
 - 2.4. В чем отличие ШИР от ШИМ в инверторах напряжения?
 - 2.5. Какая особенность спектра выходного напряжения инвертора напряжения при синусоидальной двухсторонней ШИМ второго рода?

2.6. Как определяется обобщенный вектор трехфазного инвертора напряжения?

2.7. Сколько активных и нулевых состояний у обобщенного вектора трехфазного мостового инвертора напряжения?

2.8. Как выражаются компоненты обобщенного вектора в α , β - и u , q - координатах?

2.9. В чем отличие трехуровневого инвертора напряжения от одноуровневого?

2.10. Как строить многоуровневые инверторы напряжения?

2.11. В каких типах инверторов возможна рекуперация энергии из нагрузки и почему?

УПРАЖНЕНИЯ

1. С помощью метода АДУ2 вывести выражение для коэффициента гармоник выходного напряжения идеального однофазного параллельного инвертора тока.

2. Вывести уравнение квазивнешней характеристики идеального однофазного параллельного инвертора тока при активно-индуктивной нагрузке (параллельное соединение индуктивности и сопротивления).

3. Вывести уравнение квазивнешней характеристики идеального однофазного последовательно-параллельного инвертора тока.

4. Вывести выражение для коэффициента гармоник выходного напряжения параллельного трехфазного инвертора тока с ШИМ при работе на последовательно включенные активное сопротивление и индуктивность.

5. Вывести уравнение внешней характеристики резонансного инвертора с LCC -колебательным контуром и активным сопротивлением нагрузки.

6. Рассчитать загрузку по току транзистора и диода в схеме резонансного инвертора класса E .

7. Рассчитать спектр выходного напряжения трехфазного инвертора напряжения в режиме 180-градусного управления.

8. Рассчитать спектр выходного напряжения однофазного инвертора напряжения в режиме ШИР.

9. Вывести формулу для коэффициента гармоник тока активно-индуктивной нагрузки трехфазного инвертора напряжения.

10. *Построить годограф обобщенного вектора выходного тока трехфазного инвертора напряжения в режиме 180-градусного управления при активно-индуктивной нагрузке.

11. *Рассчитать загрузку транзисторов и обратных диодов трехфазного инвертора напряжения с синусоидальной ШИМ от коммутации, пренебрегая пульсациями тока нагрузки.

12. Рассчитать среднее значение входного тока трехфазного инвертора напряжения с синусоидальной ШИМ.



РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Во вкусе умной старины.

А.С. Пушкин

9.1. КЛАССИФИКАЦИЯ РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В данной главе рассмотрены преобразователи переменного напряжения без изменения его частоты, которые являются самыми востребованными с момента их появления: дана классификация регуляторов переменного напряжения, рассмотрены тиристорные регуляторы с фазовым управлением, регуляторы с введением дополнительного напряжения – так называемой вольтодобавки, регуляторы на вентилях с полным управлением с широтно-импульсным регулированием и управляемым обменом энергии накопительных элементов (повышающие регуляторы).

Регуляторами переменного напряжения в силовой электронике называются преобразователи переменного напряжения в переменное напряжение той же частоты, но с регулируемой величиной. Они позволяют плавно, бесконтактно, быстро изменять переменное напряжение на нагрузке в отличие от громоздких, инерционных традиционных устройств на основе трансформаторов с переключением отводов, автотрансформаторов, управляемых реактивных балластных сопротивлений (реакторов, конденсаторов).

Можно выделить следующие типы регуляторов переменного напряжения.

1. *С фазовым способом регулирования и естественной коммутацией.* Эти регуляторы выполняются на вентилях с неполным управлением (тиристорах), и поэтому они самые простые и дешевые, но имеют пониженное качество выходного напряжения и потребляемого из сети тока.

2. *По принципу вольтодобавки*, когда последовательно с источником переменного входного напряжения вводится дополнительное напряжение, так что напряжение на нагрузке определяется векторной суммой двух указанных напряжений. Напряжение вольтодобавки, как правило, вводится с помощью трансформатора. Возможны две разновидности устройств вольтодобавки. В первом варианте устройство пропускает через себя активную и реактивную мощности, создаваемые от взаимодействия напряжения вольтодобавки с током нагрузки. Во втором варианте устройство вольтодобавки пропускает через себя только реактивную мощность, что уменьшает потери в нем и не требует для его питания источника активной мощности. Первый вариант устройств может быть выполнен на вентилях с неполным управлением, он используется при небольшом диапазоне регулирования напряжения на нагрузке. Второй вариант устройств выполняется на вентилях с полным управлением.

3. *С широтно-импульсными способами регулирования переменного напряжения*. Эти регуляторы выполняются на вентилях с полным управлением, они более сложные и дорогие, чем первые два типа, но могут обеспечивать высокое качество выходного напряжения и потребляемого тока во всем диапазоне регулирования.

4. *С управляемым высокочастотным обменом энергией между накопительными элементами*. Они позволяют в бестрансформаторном варианте получать выходное напряжение как больше, так и меньше входного при высоком качестве выходного напряжения и потребляемого из сети тока. Такие регуляторы предназначены в первую очередь для питания ответственных электропотребителей.

9.2. РЕГУЛЯТОРЫ С ФАЗОВЫМ СПОСОБОМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

9.2.1. БАЗОВЫЕ СХЕМЫ РЕГУЛЯТОРОВ

Простейший регулятор однофазного переменного напряжения состоит из двух встречно-параллельно включенных тиристоров, соединенных последовательно с нагрузкой, как показано на рис. 9.2.1.

На рис. 9.2.2 построены диаграммы напряжений и токов регулятора. Углы управления α тиристорами должны быть такими, чтобы ток в последовательной активно-индуктивной нагрузке был прерывистым. Соотношение для угла регулирования α , длительности протекания тока через тиристор λ и параметров нагрузки L_n, R_n

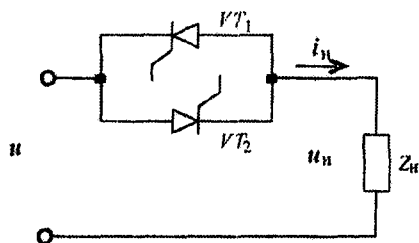


Рис. 9.2.1

здесь такое же, как у однофазного выпрямителя в режиме прерывистого тока (см. разд. 2.2, формулу (2.2.5)). Увеличение угла регулирования α приводит к уменьшению λ и росту искажения кривой напряжения на нагрузке u_n и за счет этого к изменению его действующего значения и первой гармоники

При этом ухудшается и качество потребляемого из сети тока из-за роста сдвига фазы тока относительно напряжения (увеличение потребления реактивной мощности) и также за счет ухудшения его формы вследствие уменьшения длительности протекания λ .

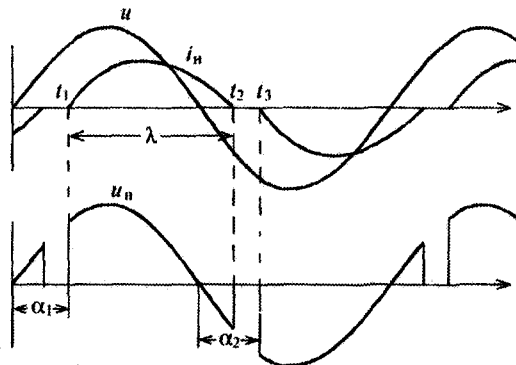


Рис. 9.2.2

Возможен и другой способ регулирования переменного напряжения в этой схеме — широтно-импульсное при естественной коммутации. На рис. 9.2.3 приведены диаграммы входных напряжения и тока такого регулятора (первая диаграмма) и выходного напряжения (вторая диаграмма) при работе на активную нагрузку (термопечи сопротивления). Здесь уже цель регулирования состоит в изменении действующего значения напряжения на активной нагрузке для преобразования электрической энергии в тепловую. При таком регулировании период цикла входного тока регулятора $T_{\text{ц}}$ много больше периода сетевого напряжения T_1 и в этом токе появляются *субгармоники*, т.е. гармоники с частотой ниже частоты сетевого напряжения. Это, в свою очередь, при «слабой» сети может вызвать в ней низкочастотные колебания уровня напряжения, при-

водящие к мерцанию освещения (*фликер-эффект*), нормы которого устанавливаются государственными стандартами на качество электроэнергии (см. гл. 6).

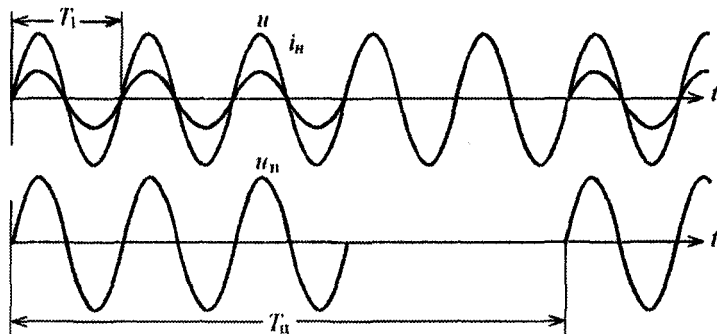


Рис. 9.2.3

Улучшение качества выходного напряжения достигается в трехфазных регуляторах переменного напряжения, основные схемы которых приведены на рис. 9.2.4. Схема на рис. 9.2.4, *а* объединяет три однофазных регулятора и при отсутствии нулевого провода характеризуется лучшим качеством выходного фазного напряжения, как в шестипульсовой схеме, а не как в двухпульсовой схеме однофазного регулятора. Форма напряжения на фазе нагрузки и ток фазы показаны на рис. 9.2.5 для активной (*а*) и активноиндуктивной (*б*) нагрузок [6]. Более простая схема регулятора (рис. 9.2.4, *б*) характеризуется худшим качеством выходного напряжения, проявляющимся в неодинаковости форм полуволн фазного напряжения, но без постоянной составляющей в нем. Схемы регуляторов, показанные на рис. 9.2.4, *в*, *г*, применимы при условии доступности всех шести концов трехфазной нагрузки. При

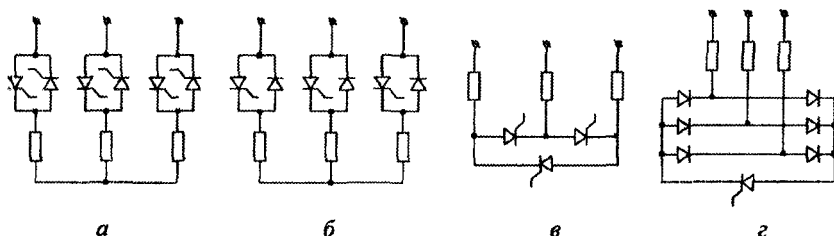


Рис. 9.2.4

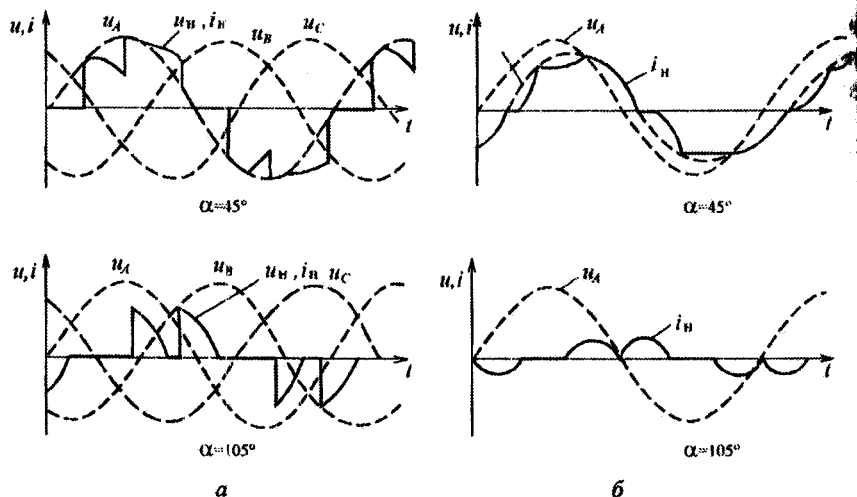


Рис. 9.2.5

использовании трансформатора в регуляторе возможно более качественное регулирование переменного напряжения за счет комбинации фазового и амплитудного способов регулирования.

9.2.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕГУЛЯТОРОВ

Регулировочные характеристики. Для регуляторов переменного напряжения значимы два вида регулировочных характеристик в зависимости от характера нагрузки. При работе на активную нагрузку показательной является зависимость действующего значения выходного напряжения регулятора от угла регулирования α . В случае однофазного регулятора формула для этого регулировочной характеристики принимает следующий вид:

$$C_{p,d} = \frac{U_n}{U_1} = \frac{1}{U_1} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_1 \sin \vartheta)^2 d\vartheta} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}. \quad (9.2.1)$$

При работе на асинхронный двигатель (в первом приближении активно-индуктивная нагрузка) показательной является зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора от угла α . Для однофазного регулятора эту регулировочную характеристику получаем при разложении кривой

выходного напряжения в ряд Фурье. Синусная составляющая первой гармоники будет определяться выражением

$$U_{н(1)}^s = \frac{2}{\pi\sqrt{2}} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \sqrt{2}U_1 \sin \vartheta \sin \vartheta d\vartheta = \frac{1}{\pi} \left[\lambda - \frac{\sin 2(\alpha + \lambda) - \sin 2\alpha}{2} \right] U_1, \quad (9.2.2)$$

косинусная составляющая действующего значения первой гармоники равна

$$U_{н(1)}^c = \frac{2}{\pi\sqrt{2}} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \sqrt{2}U_1 \sin \vartheta \cos \vartheta d\vartheta = -\frac{U_1}{2\pi} [\cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + \lambda)]. \quad (9.2.3)$$

Тогда действующее значение первой гармоники выходного напряжения регулятора относительно действующего значения его входного напряжения, т.е. регулировочная характеристика регулятора по первой гармонике, будет определяться выражением

$$C_{p(1)} = \frac{U_{н(1)}}{U_1} = \frac{1}{U_1} \sqrt{(U_{н(1)}^s)^2 + (U_{н(1)}^c)^2} = f(\alpha, \lambda). \quad (9.2.4)$$

Здесь регулировочная характеристика из-за прерывистого режима работы регулятора будет зависеть не только от управления (α), но и от параметров цепи нагрузки (λ), как и в выпрямителе в режиме прерывистых токов. На рис. 9.2.6 показаны графики рассчитанных регулировочных характеристик, причем $C_{p(1)}$ построена для двух крайних сочетаний параметров нагрузки – без R_n (чисто индуктивная нагрузка – РН) и без L_n (чисто активная нагрузка – АН).

Входной коэффициент сдвига и коэффициент мощности. Второй важной характеристикой регулятора напряжения является его входная энергетическая характеристика – зависимость входного коэффициента мощности от степени регулирования выходного напряжения. Так как входной коэффициент мощности равен

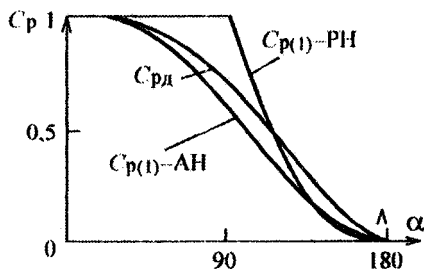


Рис. 9.2.6

произведению коэффициента сдвига на коэффициент искажения входного тока, удобно найти отдельные зависимости для указанных сомножителей.

Для расчета коэффициента искажения входного тока регулятора необходимо аналитическое описание его мгновенных значений. Это описание полуволны тока аналогично уравнению (2.2.4) для прерывистого режима выпрямленного тока. Сложность указанного выражения приведет к громоздкой (не инженерной) формуле для нахождения коэффициента искажения входного тока. Для приближенной оценки качества входного тока используем приближенную аппроксимацию реальной полуволны тока эквивалентной полусинусоидой с длительностью полуволны, равной длительности протекания импульса тока λ . Тогда действующее значение такой эквивалентной полусинусоиды с частотой ω , и единичной амплитудой будет равна

$$I_{э.д} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\omega}{\omega_3}}, \quad (9.2.5)$$

а действующее значение ее первой гармоники

$$I_{э(1)} = \frac{2 \cdot 4}{T\sqrt{2}} \int_0^{T_3/4} \cos \omega_3 t \cdot \cos \omega t \, dt = \frac{2\sqrt{2} \cos \frac{\pi \omega}{2 \omega_3}}{\pi \frac{\omega_3}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_3}}. \quad (9.2.6)$$

В результате находим коэффициент искажения входного тока регулятора

$$v_I = \frac{I_{э(1)}}{I_{э.д}}. \quad (9.2.7)$$

Сдвиг фазы первой гармоники тока нагрузки относительно первой гармоники выходного напряжения определяется параметрами нагрузки. Сдвиг фазы первой гармоники выходного напряжения регулятора относительно входного напряжения регулятора рассчитываем с учетом (9.2.2) и (9.2.3):

$$\varphi_{\text{вых}} = \text{arctg} \frac{U_{н(1)}^s}{U_{н(1)}^c}. \quad (9.2.8)$$

Тогда входной коэффициент сдвига тока

$$\cos \varphi_{\text{вх}} = \cos \left(\arctg \frac{U_{\text{н}(1)}^s}{U_{\text{н}(1)}^c} + \arctg \frac{\omega L_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} \right). \quad (9.2.9)$$

На рис. 9.2.7 приведены графики указанной зависимости.

Аналогичным образом можно определить характеристики трехфазного регулятора напряжения. Из-за громоздкости аналитических выражений в этом случае удобнее пользоваться рассчитанными графическими зависимостями [11].

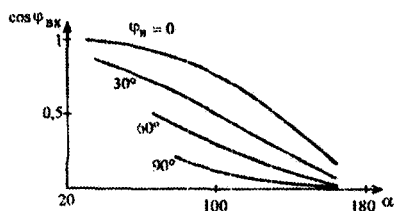


Рис. 9.2.7

9.3. РЕГУЛЯТОРЫ С ВОЛЬТОДОБАВКОЙ

Схема однофазного регулятора с вольтодобавкой на базе регулятора с фазовым способом регулирования напряжения показана на рис. 9.3.1. Он содержит трансформатор, в первичной обмотке которого включен тиристорный регулятор на вентилях VT_1, VT_2 с фазовым способом регулирования (см. разд. 9.2), а вторичная обмотка включена последовательно с нагрузкой. Кроме того, вторичная обмотка трансформатора шунтирована двумя встречно-параллельно включенными тиристорами VT_3, VT_4 , которые могут и отсутствовать. На рис. 9.3.2 показана форма выходного напряжения регулятора. Тиристоры VT_3, VT_4 отпираются в начале каждой полуволны входного напряжения, обеспечивая его прохождение на выход регулятора на интервале α . Тиристоры VT_1, VT_2 открываются с углом регулирования α , при этом к проводящему тиристоры из

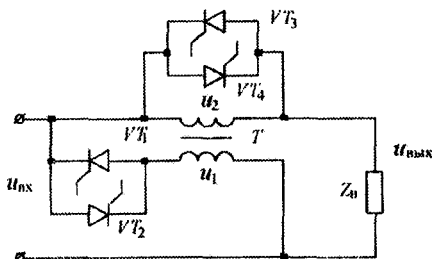


Рис. 9.3.1

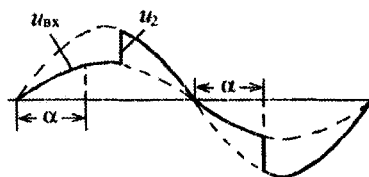


Рис. 9.3.2

пары VT_3, VT_4 прикладывается обратное напряжение и он закрывается. Напряжение на нагрузке на интервале $\pi - \alpha$ складывается из суммы входного напряжения и напряжения вторичной обмотки трансформатора, равного $K_T u_{вх}$, где K_T — коэффициент трансформации вольтодобавочного трансформатора.

Таким образом, в рассмотренной схеме регулятора обеспечивается повышенное напряжение на его выходе по сравнению с входным напряжением, что используется для стабилизации напряжения на нагрузке при снижении входного напряжения ниже номинального.

Свойства регулятора с вольтодобавкой выводятся из свойств того регулятора, который использован в устройстве вольтодобавки. Обычно эти регуляторы применяют при необходимости регулирования напряжения на нагрузке в небольших пределах вверх или вниз от входного напряжения.

Регулятор с реактивным напряжением вольтодобавки на основе автономного инвертора. Источник напряжения вольтодобавки можно нагрузить чисто реактивным током, если в качестве такого источника использовать автономный инвертор напряжения или тока. Вариант такого регулятора с вольтодобавкой на базе инвертора напряжения по однофазной мостовой схеме показан на рис. 9.3.3. Фильтр $L_\phi C_\phi$ выделяет первую гармонику напряжения инвертора (50 Гц), работающего с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией. Если фазу напряжения инвертора (напряжение вольтодобавки) устанавливать все время сдвинутой на 90° от тока инвертора, т.е. тока нагрузки I_H , то через инвертор не будет проходить активная мощность. Векторная диаграмма напряжений и тока регулятора для такого режима построена на рис. 9.3.4. В инверторе при этом не требуется источник активной

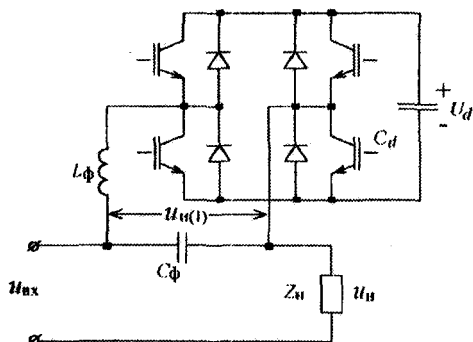


Рис. 9.3.3

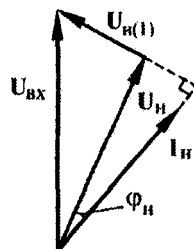


Рис. 9.3.4

мощности на входе звена постоянного напряжения. Задать начальный уровень напряжения на емкости фильтра C_d инвертора можно, сдвинув фазу напряжения U_d инвертора относительно тока на величину, которая чуть меньше 90° . При этом инвертор будет погреблять от входного источника небольшую активную мощность, компенсирующую потери в инверторе при определенном установившемся уровне постоянного напряжения на емкости фильтра C_d .

9.4. РЕГУЛЯТОРЫ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ СПОСОБОМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

9.4.1. БАЗОВЫЕ СХЕМЫ И СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Широтно-импульсные способы регулирования переменного напряжения, как и постоянного напряжения (см. гл. 7), требуют выполнения схем регуляторов на вентилях с полным управлением, чтобы иметь возможность включать и выключать в желаемые моменты времени. На рис. 9.4.1 представлены схемы регуляторов на ключах, позволяющие применять широтно-импульсное регулирование переменного напряжения.

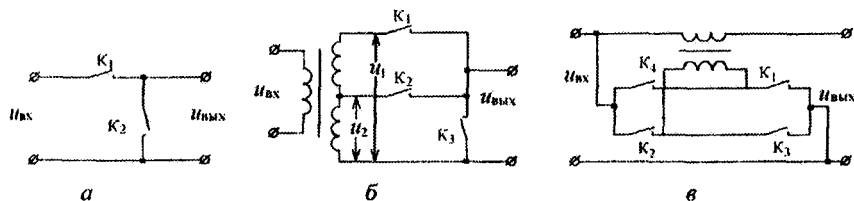


Рис. 9.4.1

Схема регулятора на рис. 9.4.1, *а* позволяет снижать выходное напряжение методом однократного или многократного широтно-импульсного регулирования, кривые выходных напряжений для которых приведены соответственно на рис. 9.4.2, *а*, *б*. При этом ключи K_1 и K_2 работают в противофазе, так что все время такта T_T существует цепь для протекания тока нагрузки, содержащей индуктивность.

Схема регулятора, приведенная на рис. 9.4.1, *б*, позволяет выполнять комбинированное регулирование переменного напряжения за счет как амплитудной, так и широтно-импульсной модуляции. Противофазное переключение ключей K_1 и K_2 обеспечивает переключение мгновенного значения выходного напряжения регулятора между уровнями u_1 и u_2 , (рис. 9.4.2, *в*). В случае уменьше-

ния выходного напряжения регулятора ниже значения u_2 в противофазе начинает переключаться ключи K_2 и K_3 , обеспечивая многоразное широтно-импульсное регулирование выходного напряжения, аналогично рис. 9.4.2, б.

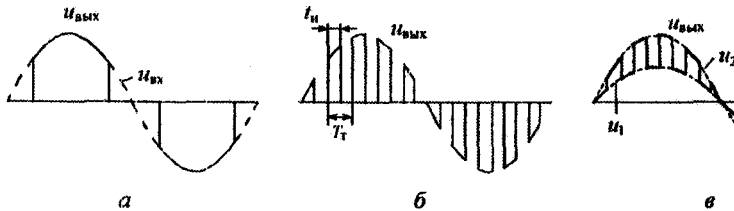


Рис. 9.4.2

Схема регулятора, построенная на концепции реверсивной вольтодобавки (на рис. 9.4.1, в), позволяет суммировать или вычитать ее из его выходного напряжения путем подключения через соответствующую диагональ моста на ключах $K_1 - K_4$ трансформатора вольтодобавки в фазе или в противофазе с входным напряжением. Это приводит к форме кривой выходного напряжения регулятора, аналогичной той, которая представлена на рис. 9.4.2, в. При этом мгновенная кривая входного напряжения совпадает в первом случае с u_2 , а во втором — с u_1 .

На основе этих принципов регулирования переменного напряжения может быть построено большое разнообразие схем регуляторов [158–160].

Ключи для цепей переменного тока реализуются или встречно-параллельным включением полностью управляемых тиристоров — ГТО-тиристоров, или диодно-транзисторными комбинациями. В схеме ключа, приведенной на рис. 9.4.3, а, на транзистор с диодного моста всегда поступает напряжение только необходимой (рабочей) полярности для коллекторного перехода транзистора. В других схемах ключей (рис. 9.4.3, б, в) нерабочая полярность напря-

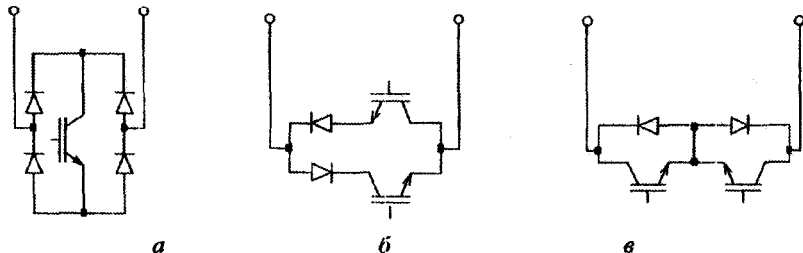


Рис. 9.4.3

жения на транзисторе снимается последовательными или параллельными диодами соответственно.

Особенностью всех регуляторов с широтно-импульсными способами регулирования переменного напряжения является импульсный характер входного тока. При наличии у источника входного напряжения собственной индуктивности (индуктивности линии, индуктивности рассеивания трансформатора и электрического генератора) это требует установки входного LC -фильтра. Например, при многократном широтно-импульсном способе регулирования выходного напряжения, как показано на рис. 9.4.4, б, и частоте коммутации в несколько килогерц форма тока i_n в нагрузке регулятора будет практически синусоидальной. При этом форма тока на входе регулятора будет иметь вид, представленный на рис. 9.4.4, а. Характерно, что широтно-импульсное регулирование переменного напряжения не вносит дополнительного фазового сдвига первой гармоники тока на входе регулятора, а этот сдвиг зависит только от фазового угла активно-индуктивной нагрузки. В регуляторе переменного напряжения с фазовым способом регулирования сдвиг первой гармоники входного тока регулятора определяется суммой углов сдвига активно-индуктивной нагрузки и управления в соответствии с уравнением (9.2.6).

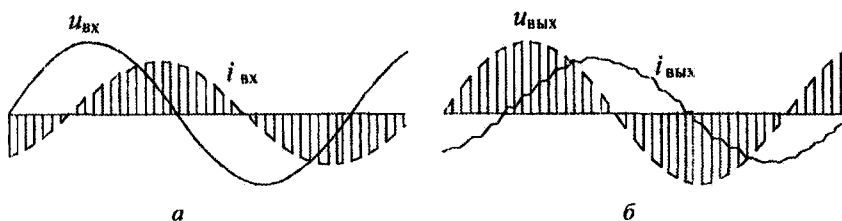


Рис. 9.4.4

Регуляторы трехфазного напряжения получают путем объединения трех однофазных регуляторов напряжения. При этом, используя свойство связности трехфазных нагрузок без нулевого провода, можно упростить схемы трехфазных регуляторов по сравнению с прямым суммированием однофазных регуляторов. Так, композиция из трех однофазных регуляторов по схеме 9.4.1 в один трехфазный потребует шесть ключей переменного тока, т.е. двенадцать транзисторов в соответствии с выполнением ключей по схемам рис. 9.4.3, б, в.

Модифицированная схема трехфазного регулятора с широтно-импульсным способом регулирования напряжения показана на

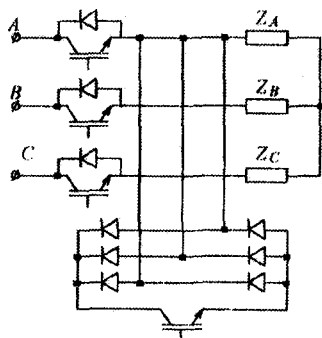


Рис. 9.4.5

рис. 9.4.5. Здесь последовательные ключи выполнены на антипараллельно соединенных транзисторах и диодах, вместо закорачивания фаз нагрузки параллельными ключами применено межфазное закорачивание нагрузки с помощью трехфазного диодного моста и общего однонаправленного ключа транзистора. При этом формы напряжений и токов в фазах регулятора такие же, как у однофазного регулятора (см. рис. 9.4.4), только с соответствующим временным сдвигом между фазами.

9.4.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕГУЛЯТОРОВ

Регулировочные характеристики. Для нахождения зависимости первой гармоники выходного напряжения регулятора от относительной длительности импульса t_n напряжения в интервале такта T , обозначаемой как t_n^* , необходимо вычисление соответствующего коэффициента ряда Фурье. Ограничимся здесь случаем однократного широтно-импульсного регулирования, тогда в соответствии с рис. 9.4.2, а действующее значение первой гармоники выходного напряжения регулятора вычислим как первый коэффициент ряда Фурье:

$$U_{\text{вых}(1)} = \frac{2 \cdot A}{T \sqrt{2}} \int_0^{t_n/2} \sqrt{2} U_{\text{вх}} \cos \omega t \cdot \cos \omega t dt = 2 U_{\text{вх}} \left[t_n^* + \frac{1}{2\pi} \sin 2\pi t_n^* \right] \quad (9.4.1)$$

или в относительных единицах

$$C_p = \frac{U_{\text{вых}(1)}}{U_{\text{вых}(1)\text{max}}} = \frac{U_{\text{вых}(1)}}{U_{\text{вх}}} = 2 \left(t_n^* + \frac{\sin 2\pi t_n^*}{2\pi} \right), \quad (9.4.2)$$

где $t_n^* = t_n / T$.

Здесь регулировочная характеристика нелинейная, но при многократном широтно-импульсном регулировании (см. рис. 9.4.2, б) с ростом кратности регулировочная характеристика приближается к линейной.

Внешние характеристики. Под внешней характеристикой регулятора переменного напряжения с ШИР понимают зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора от действующего значения первой гармоники выходного тока при постоянном фазовом угле нагрузки по первой гармонике и постоянной относительной длительности импульса ШИР, так как такой регулятор предназначен для получения практически синусоидального регулируемого переменного напряжения и тока. Как уже отмечалось, из-за импульсного характера входного тока регулятора (см. рис. 9.4.4, б) обязательно наличие входного LC -фильтра, причем функцию продольной индуктивности фильтра может исполнять и собственная индуктивность источника питания при «слабых» источниках. В этом случае внешняя характеристика регулятора будет определяться внешней характеристикой входного LC -фильтра из-за близких к идеальным характеристик современных ключевых элементов.

Функциональная и расчетная схемы замещения регулятора с фильтром для нахождения его внешней характеристики приведены на рис. 9.4.6. На рис. 9.4.6, б вентильная часть регулятора с активно-индуктивной нагрузкой заменена эквивалентным по первым гармоникам входным также активно-индуктивным сопротивлением, пересчитанным из сопротивлений нагрузки следующим образом:

$$I_{\text{ВЫХ}}(1) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(1)}{Z_{\text{Н}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(1)}{\sqrt{R_{\text{Н}}^2 + (\omega L_{\text{Н}})^2}}, \quad (9.4.3)$$

$$I_{\text{ВХ}}(1) = I_{\text{ВЫХ}}(1) t_{\text{И}}^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(1) t_{\text{И}}^*}{Z_{\text{Н}}}. \quad (9.4.4)$$

Это становится очевидным, если сравнить непрерывный выходной и импульсный входной токи регулятора, приведенные на рис. 9.4.4.

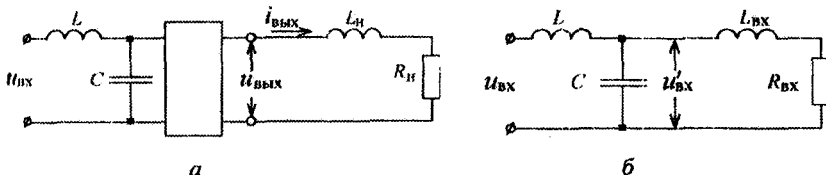


Рис. 9.4.6

Входное сопротивление вентиляльной части регулятора по первой гармонике (при отсутствии LC -фильтра) выражается формулой

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}(1)}{I_{\text{вх}}(1)} = \frac{U_{\text{вх}}(1)Z_{\text{н}}}{U_{\text{вых}}(1)t_{\text{н}}^*} = \frac{Z_{\text{н}}}{(t_{\text{н}}^*)^2} = \frac{Z_{\text{н}}}{C_{\text{р}}^2} = \sqrt{R_{\text{вх}}^2 + (\omega L_{\text{вх}})^2} \quad (9.4.5)$$

с учетом того, что регулировочная характеристика при многократном ШИР имеет линейную зависимость.

Если для схемы, приведенной на рис. 9.4.6,б, найти зависимость действующего значения первой гармоники напряжения на выходе фильтра $u'_{\text{вх}}$ от приведенных параметров нагрузки

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{н}}}{C_{\text{р}}^2}, \quad L_{\text{вх}} = \frac{L_{\text{н}}}{C_{\text{р}}^2}, \quad (9.4.6)$$

а по значениям $U'_{\text{вх}}(1)$ определить и выходное напряжение регулятора

$$U_{\text{вых}}(1) = U'_{\text{вх}}(1)C_{\text{р}},$$

то можно обеспечить возможность построения внешней характеристики регулятора, определяя при этом выходной ток по (9.4.3).

Здесь необходимо отметить один характерный промежуточный результат на пути нахождения внешней характеристики. Из (9.4.5) следует, что регулятор переменного напряжения согласовывает сопротивления входной и выходной цепей по первой гармонике как трансформатор. Учитывая, что в гл. 7 регулятор постоянного напряжения, обладающий таким же свойством пересчета сопротивлений входной и выходной цепей по постоянному току, был назван *электронным трансформатором постоянного напряжения*, здесь регулятор переменного напряжения можно назвать *электронным трансформатором переменного напряжения*. При этом коэффициентом трансформации служит степень регулирования напряжения. Если она меньше единицы, то трансформатор только понижающий.

Возвращаясь к задаче нахождения внешней характеристики регулятора, найдем методом АДУ1 зависимость первой гармоники напряжения на выходе LC -фильтра $U'_{\text{вх}}$ от параметров схемы.

Дифференциальное уравнение для указанного напряжения из схемы, приведенной на рис. 9.4.6,б, имеет вид

$$\frac{d^2 u'_{\text{вх}}}{dt^2} + \frac{R_{\text{вх}}}{L_{\text{вх}}} \frac{du'_{\text{вх}}}{dt} + \frac{L + L_{\text{вх}}}{LL_{\text{вх}}C} u'_{\text{вх}} + \frac{R_{\text{вх}}}{L_{\text{вх}}LC} \bar{u}'_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх}}}{CL} + \frac{\bar{u}'_{\text{вх}} R_{\text{вх}}}{LL_{\text{вх}}C} \quad (9.4.7)$$

После его алгебраизации методом АДУ(1) (см. п. 1.5.2) получаем для действующего значения напряжения на выходе LC -фильтра, а значит, через умножение на степень регулирования и действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора следующее выражение:

$$\frac{U_{\text{вх}(1)}^*}{U_{\text{вх}(1)}^*} = \frac{U_{\text{вых}(1)}^*}{C_p U_{\text{вх}(1)}^*} = \frac{1}{\omega^4 C^2 L^2 + \left(\frac{R_{\text{вх}}}{\omega^3 C L L_{\text{вх}}} \right)^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{R_{\text{вх}}}{L_{\text{вх}} \omega} \right)^2 + \left(\frac{L_{\text{вх}} + L}{L_{\text{вх}} LC \omega^2} \right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вх}}}{\omega^3 L_{\text{вх}} LC} \right)^2 - 2 \frac{L + L_{\text{вх}}}{C L L_{\text{вх}} \omega^2} - 2 \frac{R_{\text{вх}}^2}{L_{\text{вх}}^2 LC \omega^4} \right]. \quad (9.4.8)$$

Значение емкости C входного фильтра выбирается так, чтобы импульсная составляющая входного тока регулятора замкнулась через нее, а в питающую сеть проходила практически только первая гармоника входного тока регулятора. Тогда при заданных параметрах входного LC -фильтра методика построения внешних характеристик такова. Для фиксированного значения степени регулирования C_p и фазового угла нагрузки $\varphi = \arctg \omega L_n / R_n$ варьируют параметры нагрузки, а значит, по (9.4.6) и $R_{\text{вх}}$, $L_{\text{вх}}$. По (9.4.8) находят действующее значение первой гармоники выходного напряжения регулятора, а по (9.4.3) – действующее значение первой гармоники выходного тока. Так по точкам строится семейство внешних характеристик.

9.5.* ПОВЫШАЮЩИЕ И ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩИЕ РЕГУЛЯТОРЫ (РЕГУЛЯТОРЫ С КОЭФФИЦИЕНТОМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ БОЛЬШЕ ЕДИНИЦЫ)

9.5.1. СХЕМЫ РЕГУЛЯТОРОВ

Проблема построения бестрансформаторных повышающих регуляторов переменного напряжения является значимой и актуальной, так как позволяет не только стабилизировать напряжение на выходе регулятора на номинальном уровне при снижении входно-

го напряжения, но и открывает новые возможности для их использования. Исключение трансформатора избавляет от дорогого, громоздкого, инерционного элемента регулятора. Повысить выходное напряжение регулятора над входным напряжением позволяет использование управляемого с помощью ШИР на высокой частоте обмена энергией между накопительными реакторами и конденсаторами, введенными в регуляторы [19, 204, 206] аналогично тому, как это делалось в преобразователях постоянного напряжения в постоянное (см. гл. 7). Схемы таких регуляторов переменного напряжения получают путем модернизации соответствующих схем регуляторов постоянного напряжения с учетом знакопеременности входного и выходного напряжений.

На рис. 9.5.1 приведены схемы однофазных *повышающего (а) и повышающе-понижающего (б) регуляторов переменного напряжения*, аналогичные соответствующим повышающему и повышающе-понижающему преобразователям постоянного напряжения (см. рис. 7.2.1 и 7.2.5). Транзисторы и диоды в преобразователях постоянного напряжения заменены на ключи переменного тока по одной из схем, приведенных рис. 9.4.3. Принцип действия регулятора переменного напряжения такой же, как и принцип действия соответствующего преобразователя постоянного напряжения. При этом изменение по синусоиде входного напряжения регулятора приводит к воспроизведению синусоиды (с пульсациями от ШИР) на выходе регулятора. Новым фактором здесь является не только наличие в нагрузке ветви с активным сопротивлением R_H , но и возможной ветви с индуктивным сопротивлением L_H .

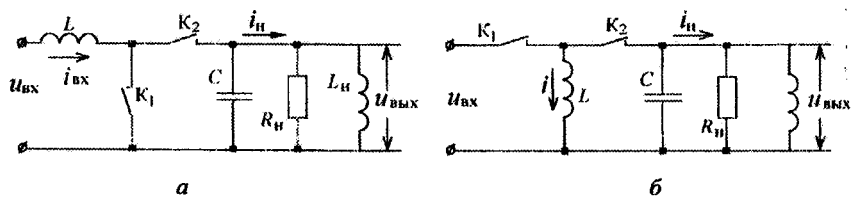


Рис. 9.5.1

На рис. 9.5.2 построены временные диаграммы для повышающе-понижающего регулятора переменного напряжения. На первой диаграмме показаны входные напряжение и ток регулятора, на второй – напряжение и ток накопительного реактора L . На третьей диаграмме приведен ток ключа K_2 . На четвертой диаграмме приведены напряжение на накопительной емкости C и суммарный ток активно-индуктивной нагрузки. Ключи K_1 и K_2 работают в про-

тивофазе. При включенном ключе K_1 в накопительном реакторе L нарастает ток под действием напряжения питающей сети и запасается энергия. При включенном ключе K_2 (K_1 разомкнут) энергия из накопительного реактора L передается в накопительный конденсатор C и в нагрузку. Изменением соотношения включенных состояний ключей K_1 и K_2 в высокочастотном такте T_T можно регулировать выходное напряжение регулятора как выше, так и ниже значения входного напряжения. Чем выше частота тактов, тем меньше емкость накопительного конденсатора, выполняющего также функцию сглаживания высших гармоник выходного напряжения. Накопительная индуктивность практически не зависит от частоты коммутации, а определяется мощностью, потребляемой в нагрузке.

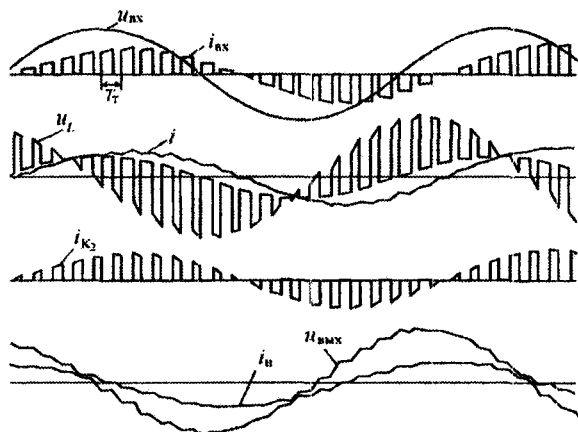


Рис. 9.5.2

Недостатком повышающе-понижающего регулятора по рассмотренной схеме (см. рис. 9.5.1, б), как и регулятора с ШИР, является импульсный характер входного тока регулятора. Поэтому, как и в предыдущем случае, требуется наличие входного сглаживающего LC -фильтра, обеспечивающего потребление из питающей сети практически синусоидального тока.

От указанного недостатка свободен повышающий регулятор переменного напряжения (см. рис. 9.5.1, а), но он не позволяет при таком же (рассмотренном в предыдущем повышающе-понижающем регуляторе) способе управления получать на выходе напряжение меньше, чем на входе. Однако для регулирования выходного напряжения вниз от входного здесь можно использовать фазовый способ регулирования, изложенный в п. 9.5.2.

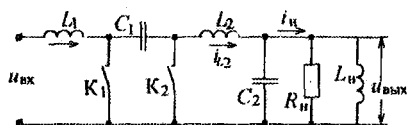


Рис. 9.5.3

Получить непрерывный входной ток повышающе-понижающего регулятора можно, если выполнить его на базе повышающе-понижающего преобразователя постоянного напряжения Кука

рассмотренного в п. 7.2.2. Схема такого регулятора переменного напряжения показана на рис. 9.5.3, а временные диаграммы его работы приведены на рис. 9.5.4. Ключи K_1 и K_2 также работают в противофазе. При замыкании ключа K_1 запасается энергия в накопительном реакторе L_1 . Одновременно от накопительной емкости C_1 через ключ K_1 питается выходная цепь, состоящая из выходного L_2C_2 -фильтра и цепи нагрузки $R_{н}$, $L_{н}$. При размыкании K_1 и замыкании K_2 накопленная энергия из реактора L_1 передается в накопительный конденсатор C_1 . Одновременно через ключ K_2 энергия

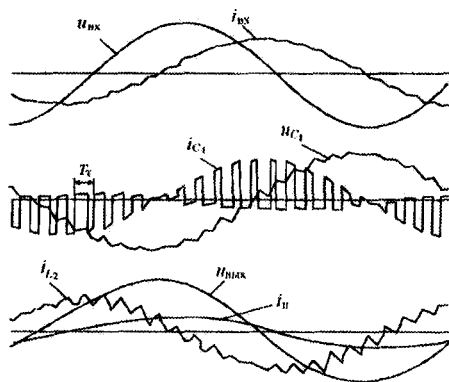


Рис. 9.5.4

реактивных элементов выходного L_2C_2 -фильтра обеспечивает продолжение питания цепи нагрузки $R_{н}$, $L_{н}$. Подобно преобразователю Кука постоянного напряжения здесь изменение соотношения длительностей работы ключей K_1 и K_2 в такте T_T высокой частоты позволяет регулировать переменное выходное напряжение как выше, так и ниже входного напряжения. Далее на основе качественного анализа работы регуляторов построены их математические модели и по ним выполнен количественный анализ всех основных характеристик регуляторов.

9.5.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕГУЛЯТОРОВ

Регулировочные характеристики. Как и раньше, здесь под регулировочной характеристикой понимаем зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора от относительной (в такте) длительности управления ключа K_1 при фиксированных параметрах цепи нагрузки. Чтобы найти эту зависимость, используем прямой метод расчета АДУ1, который требует наличия математической модели схемы в виде дифференциального уравнения n -го порядка для интересующей переменной. Именно эта форма математической модели, которую договорились обозначать как *модель типа один вход – один выход* (ОВОВ), использована в предыдущих расчетах преобразователей. В случае нескольких источников питания подход АДУ легко обобщается на *модель вида много входов – один выход* (МВОВ) (см. разд. 1.5). Ограниченность модели типа ОВОВ (или МВОВ) связана с тем, что при необходимости расчета характеристик для различных переменных состояния для каждой из них требовалось составление своей модели типа ОВОВ.

Здесь мы прямой метод расчета энергетических показателей и характеристик используем для случая более общей математической модели преобразователя – модели в форме системы дифференциальных уравнений первого порядка для всех переменных состояния (см. гл. 5). Напомним, что под переменными состояния электрической цепи понимаются мгновенные значения токов в индуктивностях и напряжений на емкостях, однозначно определяющие поведение цепи. В случае одного источника питания (регулятор однофазного напряжения) это будет *модель вида один вход – много выходов* (ОВМВ). В случае нескольких источников питания (многофазная сеть) это будет *общая модель: много входов – много выходов* (МВМВ).

В самом общем виде модель типа МВМВ в матричной форме имеет следующий вид:

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad (9.5.1)$$

$$y = Cx + Du. \quad (9.5.2)$$

Здесь x – вектор переменных состояния; y – вектор переменных выхода, так как помимо переменных состояния нас интересуют переменные активных сопротивлений, источников питания и т.д.; u – вектор воздействий (источники питания); A, B, C, D – матрицы соответствующих размерностей, определяемые размерностью векторов состояний, выхода, воздействий.

Применительно к схеме, показанной на рис. 9.5.1, б, система уравнений типа (9.5.1) приобретает следующий вид:

$$\begin{vmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{du_{\text{вых}}}{dt} \\ \frac{di_{L_n}}{dt} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & -\frac{\psi_2}{L} & 0 \\ \frac{\psi_2}{C} & -\frac{1}{CR} & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{L_n} & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i \\ u_{\text{вых}} \\ i_{L_n} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \frac{\psi_1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} | e, 0, 0 |. \quad (9.5.3)$$

Новой особенностью математической модели (9.5.3) регулятора является наличие переменных коэффициентов в матрицах A и B , обусловленных коммутационными функциями ψ_1 и $\psi_2 = 1 - \psi_1$, являющимися функциями времени. Специфика процедуры алгебраизации дифференциальных уравнений в этом случае рассмотрена в гл. 5. Здесь мы в соответствии с задачей нахождения регулировочной характеристики по первой гармонике (гладкой составляющей) заменим коммутационные функции их гладкими составляющими, равными средним значениям этих функций — Ψ_1^* и $\Psi_2^* = 1 - \Psi_1^*$.

Процедура алгебраизации системы дифференциальных уравнений вида (9.5.3) изменяется по сравнению с рассмотренной в п. 1.5.3. для модели ОВОВ. Здесь она состоит из следующих этапов:

1. Уравнения (9.5.3) умножаем на $\sin \omega_1 t$ и результат усредняем за период сетевого напряжения. Получаем следующую подсистему алгебраических уравнений относительно активных (синфазных) и реактивных (ортогональных) компонентов векторов действующих значений первых гармоник рассматриваемых переменных состояния:

$$\begin{vmatrix} 0 & \omega & \frac{\Psi_1^*}{L} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\Psi_1^*}{C} & 0 & \frac{1}{CR_n} & \omega & 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_n} & 0 & \omega & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_a \\ I_p \\ U_a \\ U_p \\ I_{L_n} \\ I_{L_p} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{\Psi_1^*}{L} E_{(1)} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (9.5.4)$$

2. Уравнения (9.5.3) умножаем на $\cos \omega_1 t$ и усредняем за период сетевого напряжения. Получаем вторую подсистему алгебраических уравнений относительно тех же интегральных переменных:

$$\begin{vmatrix} \omega & 0 & 0 & -\frac{\Psi_1^*}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\Psi_1^*}{C} & \omega & -\frac{1}{CR_H} & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_H} & 0 & \omega \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_a \\ I_p \\ U_a \\ U_p \\ I_{La} \\ I_{Lp} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (9.5.5)$$

3. Две полученные подсистемы алгебраических уравнений объединяем в одну совместную систему уравнений

$$\begin{vmatrix} 0 & \omega & \frac{\Psi_1^*}{L} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\Psi_1^*}{C} & 0 & \frac{1}{CR_H} & \omega & 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_H} & 0 & \omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -\frac{\Psi_1^*}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\Psi_1^*}{C} & \omega & -\frac{1}{CR_H} & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_H} & 0 & \omega \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_a \\ I_p \\ U_a \\ U_p \\ I_{La} \\ I_{Lp} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{\Psi_1^*}{L} E_{(1)} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (9.5.6)$$

4. Полученную систему уравнений решаем по правилу Крамера и через активные и реактивные компоненты искомым переменных находим их модули и фазы:

$$x_{j(a)} = \frac{\Delta_{j(a)}}{\Delta}, \quad x_{j(p)} = \frac{\Delta_{j(p)}}{\Delta}, \quad (9.5.7)$$

$$x_j = \sqrt{x_{j(a)}^2 + x_{j(p)}^2}, \quad \varphi_j = \arctg \frac{x_{j(a)}}{x_{j(p)}}, \quad (9.5.8)$$

где Δ – определитель матрицы A в (9.5.6); $\Delta_{j(a)}$, $\Delta_{j(p)}$ – определитель, получающийся из определителя Δ заменой столбца коэффициентов при неизвестном x_j столбцом правой части уравнения.

В итоге после упрощения для регулировочной характеристики повышающе-понижающего регулятора по схеме, приведенной на рис. 9.5.1, б, получаем следующее выражение:

$$C_p = \frac{U_{\text{вых}}(1)}{U_{\text{вх}}} = \frac{\Psi_1^* \Psi_2^*}{\sqrt{\left[\omega^2 LC + L \left(\frac{(F_2^*)^2}{L} + \frac{1}{L_n} \right) \right]^2 + \left(\frac{\omega L}{R_n} \right)^2}}. \quad (9.5.9)$$

На рис. 9.5.5 построены графики регулировочных характеристик при активной нагрузке, которая представлена в долях базового сопротивления, за которое принято сопротивление накопительной индуктивности по первой гармонике входного напряжения:

$$R^* = \frac{R_n}{\omega_1 L}. \quad (9.5.10)$$

Можно показать, что регулировочная характеристика регулятора по схеме, приведенной на рис. 9.5.3, аналогична полученной характеристике, а выражение для регулировочной характеристики повышающего регулятора по схеме на рис. 9.5.1, а отличается от выражения (9.5.9) только отсутствием в числителе множителя Ψ_1^* .

Внешние характеристики. Зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора от действующего значения первой гармоники выходного тока регулятора при постоянном значении управления Ψ_1^* и фиксированном значении фазы тока нагрузки, т.е. внешнюю характеристику регулятора, можно построить на базе выражения (9.5.9). При заданном значении Ψ_1^* для каждого сочетания R_n , L_n и фиксированном их отношении (заданная фаза тока нагрузки) определяем выходное напряжение, по нему – выходной ток. Графики внешних характеристик для повышающе-понижающего регулятора, выполненного по схеме, показанной на рис. 9.5.1, б, представлены на рис. 9.5.6. Выходное напряжение приведено в относительных единицах аналогично тому, как это показано на рис. 9.5.5. Ток нагрузки также построен в относи-

тельных единицах, при этом за базовый ток принят ток, определяемый базовым напряжением $U_{вх}$ и базовым сопротивлением $\omega_1 L$:

$$I_6 = \frac{U_{вх}}{\omega_1 L}, \quad I^* = \frac{I_{вых(1)}}{I_6}. \quad (9.5.11)$$

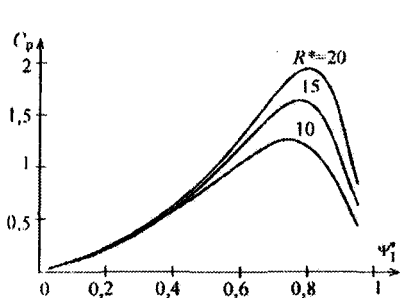


Рис. 9.5.5

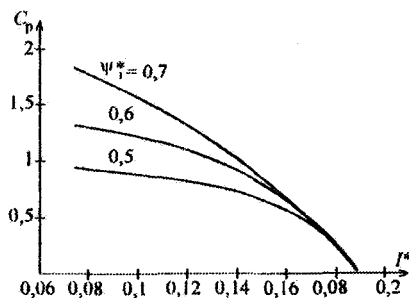


Рис. 9.5.6

Показательно, что все внешние характеристики имеют одинаковый участок режима токоограничения и одинаковый ток короткого замыкания.

Входные энергетические характеристики. Учитывая практически синусоидальный характер входного тока повышающего регулятора и повышающе-понижающего регулятора на базе схемы Кука, а также возможность получения такого же тока при применении входного LC -фильтра в повышающе-понижающем регуляторе по схеме рис. 9.5.1,б, определим здесь под входной характеристикой зависимость коэффициента сдвига входного тока от параметра управления Ψ_1^* при фиксированном значении коэффициента

сдвига нагрузки $\cos \varphi_n$. Коэффициент сдвига входного тока для повышающе-понижающего преобразователя по схеме рис. 9.5.1, б определим через активные и реактивные компоненты тока накопительного реактора, вычисляемые в результате решения системы (9.5.6):

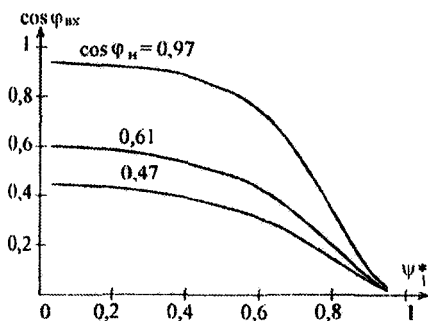


Рис. 9.5.7

$$\cos \varphi_{вх} = \frac{I_a}{\sqrt{I_a^2 + I_p^2}}. \quad (9.5.12)$$

График этой зависимости показан на рис. 9.5.7. Здесь, как и в регуляторе с ШИР, наблюдается пропорциональная зависимость входного коэффициента сдвига тока от выходного коэффициента сдвига тока.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 1.1. Какие существуют типы вентильных регуляторов переменного напряжения?
- 1.2. Какие свойства у тиристорного регулятора переменного напряжения с фазовым регулированием?
- 1.3. Какие свойства у транзисторного регулятора переменного напряжения с широтно-импульсным способом регулирования?
- 1.4. Какое новое качество у регулятора с вольтодобавкой по сравнению с регуляторами с фазовым и широтно-импульсным регулированием?
- 1.5. Какая особенность у регулятора с вольтодобавкой реактивного напряжения?
- 1.6. В каких бестрансформаторных регуляторах можно получить напряжение на выходе больше входного?
 - 2.1. Чем определяется наклон внешней характеристики у тиристорных регуляторов с фазовым управлением?
 - 2.2. Чем определяется наклон внешней характеристики у транзисторных регуляторов с широтно-импульсным управлением?
 - 2.3. У каких регуляторов можно получить единичный входной коэффициент сдвига во всем диапазоне регулирования?
 - 2.4. Схемы каких регуляторов с возможным повышением выходного напряжения над входным имеют непрерывный входной ток?
 - 2.5. Чем определяется максимально возможное напряжение на выход повышающих регуляторов?
 - 2.6*. В каких типах регуляторов возможен режим рекуперации?

УПРАЖНЕНИЯ

1. Рассчитать коэффициент гармоник выходного напряжения однофазного регулятора напряжения с фазовым способом регулирования при чисто активной нагрузке.
2. Рассчитать коэффициент гармоник выходного напряжения однофазного регулятора напряжения с широтно-импульсным регулированием при естественной коммутации.
3. Рассчитать эквивалентную входную индуктивность однофазного регулятора с фазовым регулированием при нагрузке на реактор.
4. Вывести формулу для коэффициента гармоник выходного напряжения регулятора переменного напряжения с ШИР.
5. Вывести формулу для входного коэффициента мощности регулятора переменного напряжения с ШИР в предположении синусоидальности выходного тока.
6. Нарисовать временные диаграммы токов и напряжений элементов схемы повышающе-понижающего регулятора переменного напряжения на базе схемы Кука и схемы Серис и сравнить их.



Глава 10

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПЕРЕМЕННЫЙ – ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Какая сила в нем сокрыта...

А.С. Пушкин

Преобразователями частоты называют устройства для преобразования переменного напряжения одной частоты (постоянной или регулируемой) в переменное напряжение другой частоты (постоянной или регулируемой). Такие устройства однокаскадного преобразования частоты получили название *преобразователей частоты с непосредственной связью* (или *циклоконвертеров* за рубежом). В последние годы такие преобразователи на полностью управляемых вентилях стали называть еще *матричными преобразователями*. Термин «непосредственная связь» добавлен для того, чтобы отличать этот вид преобразователей частоты от двухкаскадных (многокаскадных) преобразователей частоты по структуре выпрямитель – автономный инвертор, называемых еще *преобразователями частоты с промежуточным звеном постоянного тока (напряжения)* в зависимости от типа автономного инвертора (тока или напряжения). Подобные составленные из базовых ячеек преобразовательные устройства будут рассмотрены в гл. 13.

Преобразователи частоты с непосредственной связью подразделяются на два класса:

- преобразователи на вентилях с неполным управлением (тиристорах) с отстающим фазовым регулированием и формированием кривой выходного напряжения;

- преобразователи на вентилях с полным управлением (транзисторы, двухоперационные тиристоры). Эти преобразователи в зависимости от способа формирования кривой выходного напряжения подразделяются на преобразователи с однократной модуля-

цией (циклическое управление), рассматриваемые во втором параграфе, с широтно-импульсным управлением энергообмена реактивных накопительных элементов, рассматриваемые в третьем параграфе, с широтно-импульсной модуляцией в неявном звене постоянного тока (напряжения), представляющей очевидное совмещение в одних вентилях преобразователя алгоритмов неуправляемого выпрямления входного напряжения и ШИМ формирования выходного напряжения и поэтому отдельно не рассматриваемые.

Основу любого преобразователя частоты с непосредственной связью составляет *реверсивный выпрямитель* (см. разд. 3.12), так как он питается от источника переменного напряжения и обладает способностью работать с любым (из четырех возможных) сочетанием полярностей выходного напряжения и тока, периодическое чередование которых присуще переменному току (два сочетания с совпадающими полярностями напряжения и тока и два – с противоположными полярностями, обусловленными сдвигом тока по фазе по отношению к напряжению). В результате рабочая точка, соответствующая текущим значениям переменного напряжения и тока на внешних характеристиках реверсивного вентильного преобразователя, изображенных на рис. 3.12.2, как бы периодически перемещается по всем четырем квадрантам в порядке: $1 - 4 - 3 - 2 - 1$ при отстающем токе (*a*) и квадрантам $1 - 2 - 3 - 4 - 1$ при опережающем токе (*б*) (на рисунке цифрами размечены интервалы пребывания текущего электрического режима в соответствующих квадрантах).

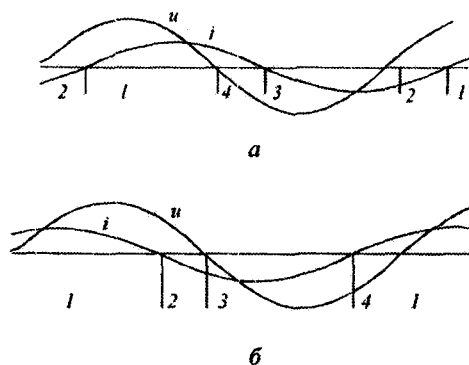


Рис. 10.0.1

Ниже рассмотрены указанные виды преобразователей частоты с непосредственной связью.

10.1. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ НА ВЕНТИЛЯХ С НЕПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

10.1.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Принципиальные схемы непосредственных преобразователей частоты (НПЧ) на тиристорах с трехфазным выходным напряжением образуются из трех реверсивных выпрямителей, выполненных по одной из возможных базовых схем, рассмотренных в гл. 2, 3. На рис. 10.1.1 показана схема непосредственного преобразователя частоты трехфазного входного напряжения в трехфазное выходное напряжение с нагрузкой, соединенной в звезду.

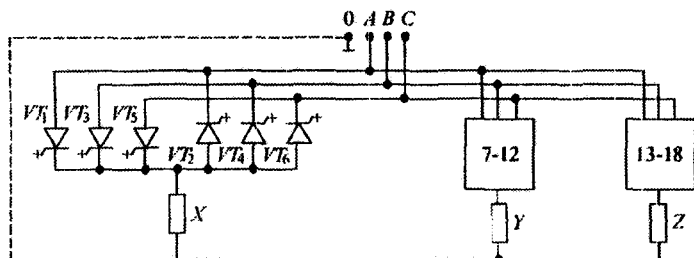


Рис. 10.1.1

Реверсивные выпрямители, образующие отдельные фазы преобразователя частоты, выполнены по трехфазным нулевым (однополупериодным) схемам. Уравнительные реакторы (УР), присутствовавшие в реверсивном выпрямителе (см. рис. 3.12.1), могут быть исключены из схемы. Это становится возможным, как будет видно из нижеприведенных временных диаграмм работы преобразователя, схема которого приведена на рис. 10.1.2, при использова-

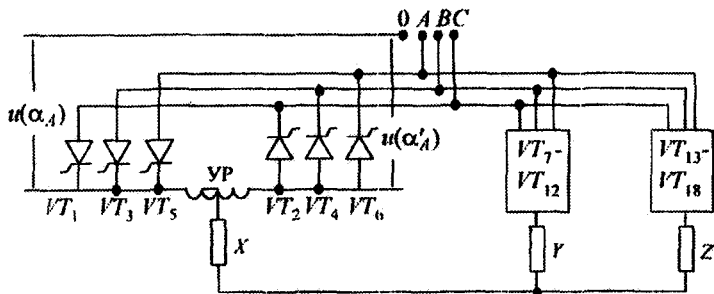


Рис. 10.1.2

нии алгоритма *раздельного управления* вентильными комплектами, входящими в состав реверсивных выпрямителей. При этом импульсы управления на тиристоры подаются только на тот вентильный комплект в составе реверсивного выпрямителя, который в данный момент обеспечивает протекание в нагрузке тока определенного направления. В результате контур уравнивающего тока оказывается разомкнутым и этот ток между вентильными комплектами становится невозможен.

Схема непосредственного преобразователя частоты на базе трехфазных мостовых схем выпрямителей показана на рис. 10.1.3.

В случае общей системы входных напряжений для всех мостовых схем фазы нагрузки преобразователя получают несвязанными. Для соединения фаз нагрузки в звезду требуется наличие входного трансформатора, обеспечивающего питание вентиля каждой выходной фазы преобразователя от своей системы вторичных обмоток.

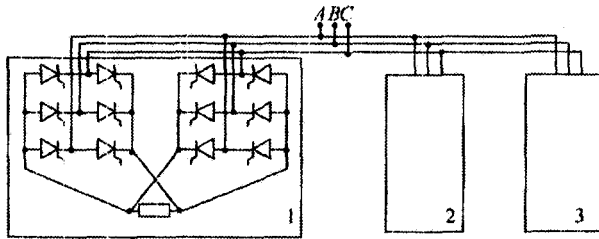


Рис. 10.1.3

Из уравнения регулировочной характеристики выпрямителя (2.9.2) следует, что выходное напряжение выпрямителя по гладкой составляющей (среднему значению) может меняться при изменении угла регулирования α в соответствии с уравнением

$$U_{\text{вых}}^*(t) = C_p(t) = \cos \alpha(t). \quad (10.1.1)$$

Здесь необходимо отметить, что существует принципиальное ограничение для максимальной частоты изменения угла регулирования. При естественной коммутации скорость перехода реверсивного выпрямителя из выпрямительного режима работы в инверторный режим определяется скоростью спада кривой напряжения сети от своего максимума до минимума (см. п. 12.2). Значит, при полном диапазоне изменения угла регулирования от 0 до 180° максимальная частота выходного напряжения не превосходит частоты напряжения питающей сети.

Для «исправления» нелинейности регулировочной характеристики выпрямителя закон изменения угла регулирования от времени $\alpha(t)$ (что очевидно) должен быть арккосинусоидальным:

$$U_{\text{вых}}^*(t) = \cos \alpha(t) = \cos \arccos(f_m(t)) = f_m(t), \quad (10.1.2)$$

где $f_m(t)$ – периодическая переменная функция (*модулирующая функция*), форма которой задает по гладкой составляющей форму выходного напряжения непосредственного преобразователя частоты.

Для получения синусоидального выходного напряжения преобразователя частоты форма модулирующей функции должна быть синусоидальной с частотой, определяющей частоту выходного напряжения. Временные диаграммы напряжений вентильных комплектов одной фазы шестипульсного непосредственного преобразователя частоты (рис. 10.1.3) для этого случая показаны на рис. 10.1.4.

Гипотетические выходные напряжения вентильных комплектов по шестипульсным схемам (см. рис. 10.1.3) приведены на первых двух диаграммах рис. 10.1.4 [161]. Они построены при работе условно как бы только одного комплекта – или прямого, или обратного. Реальная кривая выходного напряжения по нагрузке складывается из совокупности участков этих двух напряжений вентильных комплектов, взятых по продолжительности положительной полуволны тока прямого комплекта и отрицательной полуволны тока обратного комплекта реверсивного преобразователя при условии раздельного управления им (см. разд. 3.12). На третьей диаграмме показано то уравнивающее напряжение, определяемое разностью мгновенных значений напряжений прямого и обратного вентильных комплектов, которое было бы на уравнительном реакторе при его наличии в случае совместного управления. На последней диаграмме приведены законы изменения углов регулирования α двух вентильных комплектов в случае полного возможного диапазона их изменения.

При работе одной выходной фазы непосредственного преобразователя частоты требуется наличие связи нулевой точки трехфазного входного источника с нулевой точкой звезды нагрузки, как это показано пунктиром на рис. 10.1.1. Единичная коммутационная функция ψ_A , переключаемая по моментам смены полярностей полуволн тока нагрузки, представляется очевидной. Через нее и определена кривая выходного напряжения преобразователя частоты при раздельном управлении в соответствии с равенством

$$u_{\text{вых.}\chi} = u(\alpha_A)\psi_A - u(\alpha'_A)(1 - \psi_A) \quad (10.1.3)$$

как композиция из кривых выходных напряжений $u(\alpha_A)$, $u(\alpha'_A)$ прямого и обратного вентиляльных комплектов (см. рис. 10.1.2). Знак минус перед вторым членом обусловлен встречно-параллельным включением по выходу обратного комплекта по отношению к прямому комплекту.

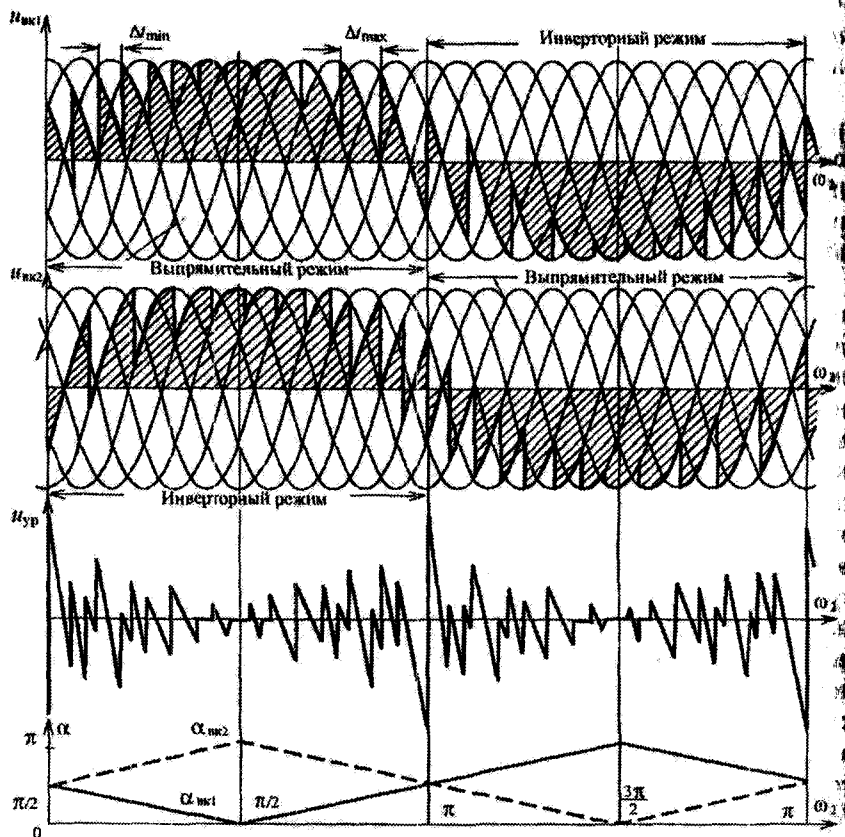


Рис. 10.1.4

Кривую мгновенных значений выходного напряжения фазы X преобразователя можно очевидным образом выразить через мгновенные значения входных напряжений преобразователя и коммутационные функции вентилей в виде

$$u_{\text{вых},X} = u_{\text{вх},A}(\psi_1 + \psi_2) + u_{\text{вх},B}(\psi_3 + \psi_4) + u_{\text{вх},C}(\psi_5 + \psi_6). \quad (10.1.4)$$

Используя аналогичную запись для других выходных фаз преобразователя, можно объединить их в одну матричную запись в виде

$$\begin{vmatrix} u_{\text{вых.}X} \\ u_{\text{вых.}Y} \\ u_{\text{вых.}Z} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \psi_1 + \psi_2 & \psi_3 + \psi_4 & \psi_5 + \psi_6 \\ \psi_7 + \psi_8 & \psi_9 + \psi_{10} & \psi_{11} + \psi_{12} \\ \psi_{13} + \psi_{14} & \psi_{15} + \psi_{16} & \psi_{17} + \psi_{18} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_{\text{вх.}A} \\ u_{\text{вх.}B} \\ u_{\text{вх.}C} \end{vmatrix} \quad (10.1.5)$$

или в свернутом виде

$$u_{\text{вых}} = \psi_{m_2 m_1} u_{\text{вх}}. \quad (10.1.6)$$

Здесь $\psi_{m_2 m_1}$ — коммутационная матрица выходных напряжений преобразователя, имеющая в общем случае m_2 — число строк (по числу выходных фаз преобразователя) и m_1 — число столбцов (по числу входных фаз преобразователя), т.е. следующую прямоугольную форму:

$$\psi_{m_2 m_1} = \begin{vmatrix} \psi_{11} & \psi_{12} & \dots & \psi_{1m_1} \\ \psi_{21} & \psi_{22} & \dots & \psi_{2m_1} \\ \vdots & & & \\ \psi_{m_2 1} & \psi_{m_2 2} & \dots & \psi_{m_2 m_1} \end{vmatrix}. \quad (10.1.7)$$

При соединении трехфазной нагрузки в звезду без нулевого провода напряжение на фазе нагрузки можно построить по методу наложения, что в случае симметричной нагрузки для напряжения фазы X дает выражение

$$u_{\text{вых.}X} = \frac{2}{3} u_{X_0} - \frac{1}{3} u_{Y_0} - \frac{1}{3} u_{Z_0}, \quad (10.1.8)$$

аналогичное выражению (8.3.9) для трехфазного инвертора напряжения.

Формы анодных токов тиристоров и токов фаз на входе преобразователя частоты можно получить, выразив эти токи через выходные токи преобразователя и коммутационные функции вентиля. Так, ток тиристора выражается через его коммутационную функцию ψ_1 и выходной ток фазы X преобразователя i_X , например, для тиристора VT_1 в виде

$$i_{VT_1} = \psi_1 i_X.$$

Входной ток фазы A трехфазно-трехфазного преобразователя определяется суммой анодных токов соответствующих тиристоров, связанных с этой фазой (см. рис. 10.1.2):

$$i_{\text{вх.}A} = (\psi_1 + \psi_2)i_X + (\psi_7 + \psi_8)i_Y + (\psi_{13} + \psi_{14})i_Z. \quad (10.1.9)$$

Формы токов тиристора и фазы A входа преобразователя легко представить соответственно на базе двух последних соотношений.

Соотношение, аналогичное выражению (10.1.9), можно записать и для токов других входных фаз трехфазно-трехфазного преобразователя. При этом все эти соотношения для токов также удобно объединить в одну матричную форму записи

$$\begin{vmatrix} i_{\text{вх.}A} \\ i_{\text{вх.}B} \\ i_{\text{вх.}C} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \psi_1 + \psi_2 & \psi_7 + \psi_8 & \psi_{13} + \psi_{14} \\ \psi_3 + \psi_4 & \psi_9 + \psi_{10} & \psi_{15} + \psi_{16} \\ \psi_5 + \psi_6 & \psi_{11} + \psi_{12} & \psi_{17} + \psi_{18} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{vmatrix}. \quad (10.1.10)$$

В общем случае при числе входных фаз преобразователя m_1 и числе выходных фаз преобразователя m_2 матричное уравнение связи входных и выходных токов преобразователя будет иметь вид

$$i_{\text{вх.}m_1} = \Psi_{m_1 m_2} i_{\text{вых.}m_2}, \quad (10.1.11)$$

где $i_{\text{вх.}m_1} = \begin{vmatrix} i_{\text{вх.}1} \\ i_{\text{вх.}2} \dots i_{\text{вх.}m_1} \end{vmatrix}^t$ — матрица-столбец входных токов преобразователя; $i_{\text{вых.}m_2} = \begin{vmatrix} i_{\text{вых.}1} \\ i_{\text{вых.}2} \dots i_{\text{вых.}m_2} \end{vmatrix}^t$ — матрица-столбец выходных токов преобразователя; $\Psi_{m_1 m_2}$ — коммутационная матрица $m_1 \times m_2$ входных токов преобразователя, имеющая вид

$$\Psi_{m_1 m_2} = \begin{vmatrix} \psi_{11} & \psi_{21} & \dots & \psi_{m_2 1} \\ \psi_{12} & \psi_{22} & \dots & \psi_{m_2 2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \psi_{1 m_1} & \psi_{2 m_1} & \dots & \psi_{m_2 m_1} \end{vmatrix} = \Psi_{m_2 m_1}^t. \quad (10.1.12)$$

Элементы этой матрицы образованы из коммутационных функций вентилях в соответствии со схемой их соединения в преобразователе. При встречно-параллельном соединении вентилях эти элементы, как видно из (10.1.10), равны сумме коммутационных функций соответствующих вентилях. Из сравнения (10.1.5) и (10.1.10) следует, что матрицы $\Psi_{m_1 m_2}$ и $\Psi_{m_2 m_1}$ взаимно транспонируемы.

10.1.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Регулировочная характеристика непосредственного преобразователя частоты на идеальных элементах определяет зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения фазы преобразователя в долях предельно возможной величины действующего значения выходного напряжения от относительной величины амплитуды модулирующего напряжения (по отношению к амплитуде опорного напряжения, см. рис. 12.2.6). При арккосинусоидальном законе управления в соответствии с (10.1.2) эта характеристика имеет вид

$$\frac{U_{\text{вых.}(1)}}{U_{\text{вых.}(1)\text{пр}}} = U_{\text{вых.}(1)}^* = \frac{U_{\text{м.мах}}}{U_{\text{оп.мах}}} = M, \quad (10.1.13)$$

где M — глубина модуляции (угла α относительно $\alpha = 90^\circ$), управляемая регулированием амплитуды модулирующего напряжения $U_{\text{м}}$; $U_{\text{вых.}(1)\text{пр}}$ — предельное значение действующего значения первой гармоники выходного напряжения при $M = 1$, равное $U_{\text{до}}$.

Здесь величина выходного напряжения прямо пропорциональна глубине модуляции, а частота выходного напряжения равна частоте модулирующего напряжения.

Внешняя характеристика непосредственного преобразователя частоты определяет зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения преобразователя от действующего значения первой гармоники выходного тока преобразователя при постоянной глубине модуляции и наборе фиксированных значений коэффициентов сдвига первой гармоники выходного тока относительно первой гармоники выходного напряжения $\cos \varphi_{(1)}$:

$$U_{\text{вых}(1)} = f(I_{\text{вых}(1)}) \text{ при } M = \text{const и } \cos \varphi_{(1)} \text{ как параметре.}$$

Для нахождения уравнения внешней характеристики преобразователя используем схему замещения выпрямителя по гладкой составляющей (см. рис. 3.1.7), а нагрузку преобразователя представим заданным источником тока синусоидальной формы. В результате схема замещения одной фазы преобразователя частоты с реальным входным трансформатором получит вид, показанный на рис. 10.1.5.

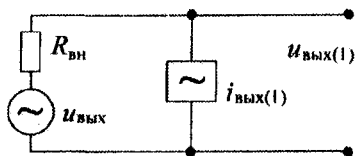


Рис. 10.1.5

Уравнение для мгновенного значения первой гармоники выходного напряжения преобразователя запишем так:

$$u_{\text{вых}(1)} = u_{\text{вых.ид.}(1)} - R_{\text{вн}} i_{\text{вых}(1)}, \quad (10.1.14)$$

где $R_{\text{вн}} = \frac{qm_2}{2\pi} X_a$, а X_a — суммарная индуктивность рассеивания первичных и вторичных обмоток входного трансформатора, приведенная ко вторичной стороне.

Алгебраизируя методом АДУ(1) уравнение (10.1.14) относительно действующих значений первичных обмоток переменных путем возведения уравнения в квадрат и усреднения за период первой гармоники, будем иметь

$$U_{\text{вых}(1)}^2 = U_{\text{вых.ид.}(1)}^2 + R_{\text{вн}}^2 I_{\text{вых}(1)}^2 - 2U_{\text{вых.ид.}(1)} I_{\text{вых}(1)} R_{\text{вн}} \cos \varphi_{(1)}. \quad (10.1.15)$$

Разделив все члены уравнения на $(U_{d0} / \sqrt{2})^2$, получим уравнение внешней характеристики в относительных единицах:

$$I_{\text{вых}(1)}^* = \sqrt{M^2 + (I_{\text{вых}(1)}^*)^2 - 2M I_{\text{вых}(1)}^* \cos \varphi_{(1)}}, \quad (10.1.16)$$

где $I_{\text{вых}(1)}^* = \sqrt{2} I_{\text{вых}(1)} R_{\text{вн}} / U_{d0}$ — относительная величина действующего значения первой гармоники выходного тока преобразователя в долях базового тока, равного току короткого замыкания выпрямителя при $\alpha = 0$.

Из уравнения (10.1.16) видно, что при

$$I_{\text{вых}(1)}^* < 2M \cos \varphi_{(1)} \quad (10.1.17)$$

внешние характеристики являются нелинейными падающими, а при дальнейшем повышении тока нагрузки сверх значения $2M \cos \varphi_{(1)}$ они имеют нелинейный нарастающий характер, как

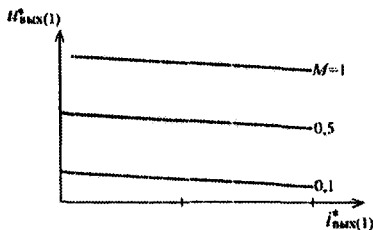


Рис. 10.1.6

это демонстрируют их графики (рис. 10.1.6). В частности, при чисто реактивной нагрузке ($\cos \varphi_{(1)} = 0$) все характеристики будут нарастающими.

Входные энергетические характеристики устанавливают зависимость входного коэффициента мощности преобразователя частоты (и его компонентов — коэффи-

циента искажения входного тока и коэффициента сдвига тока) от глубины модуляции M и коэффициента сдвига тока нагрузки по первой гармонике относительно первой гармоники выходного напряжения.

В связи со сложной формой входного тока преобразователя частоты точный анализ входных энергетических показателей трудоемок [162, 163], и мы здесь ограничимся только оценочным анализом для случая, когда выходной ток преобразователя имеет малые пульсации и может быть принят синусоидальным. В этих условиях уравнение баланса активных мощностей на входе и выходе преобразователя с элементами без потерь имеет вид

$$3U_{\text{вх}} I_{\text{вх}(1)} \cos \varphi_{\text{вх}(1)} = 3U_{\text{вых}(1)} I_{\text{вых}(1)} \cos \varphi_{\text{вых}(1)}. \quad (10.1.18)$$

Отсюда входной коэффициент сдвига по первой гармонике равен (с учетом (10.1.13))

$$\begin{aligned} \cos \varphi_{\text{вх}(1)} &= \frac{U_{\text{вых}(1)} U_{\text{вых}(1)\text{пр}} I_{\text{вых}(1)}}{U_{\text{вых}(1)\text{пр}} U_{\text{вх}} I_{\text{вх}(1)}} \cos \varphi_{\text{вых}(1)} = \\ &= MK_{\text{п.н}} K_{\text{п.т}} \cos \varphi_{\text{вых}(1)}, \end{aligned} \quad (10.1.19)$$

где $K_{\text{п.н}}$, $K_{\text{п.т}}$ — соответственно коэффициенты преобразования непосредственного преобразователя частоты по напряжению и току.

Если пренебречь в первом приближении зависимостью коэффициентов преобразования по напряжению и току от режима преобразователя (M , $\cos \varphi_{\text{вых}(1)}$, числа входных фаз, величины выходной частоты), то входной коэффициент сдвига преобразователя уменьшится прямо пропорционально при снижении не только глубины модуляции M , т.е. степени регулирования выходного напряжения преобразователя (как у выпрямителя), но и коэффициента сдвига нагрузки $\cos \varphi_{\text{вых}(1)}$. Это обстоятельство формально свидетельствует об «энергетической прозрачности» непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией (т.е. на вентилях с неполным управлением), когда всякое снижение качества энергетики выходной цепи прямо ухудшает энергетику входной цепи преобразователя.

Расчет коэффициента искажения входного тока непосредственного преобразователя частоты по шестипульсным схемам (36-тиристорная схема из трех реверсивных трехфазных мостовых выпрямителей) дает для него значения 0,963...0,99 [162] в зависимости от режима. При дальнейшем увеличении пульсности в мощных преобразователях входной ток приближается к синусоиду, а его коэффициент искажения — к единице.

Спектры выходного напряжения преобразователя. Знание спектров выходного напряжения и входного тока непосредственного преобразователя частоты необходимо для решения задачи электромагнитной совместимости преобразователя с нагрузкой питающей сетью. Эти задачи включают в себя не только расчет интегральных показателей качества электромагнитных процессов и ущерба от их некачественности, а также расчет фильтров на входе и выходе преобразователя в случае их наличия. Знание спектров указанных переменных преобразователя необходимо в полном объеме при использовании спектрального метода расчета энергетических показателей и для нахождения интегральных коэффициентов гармоник напряжения и тока при прямом методе расчета энергетических показателей (см. разд. 1.5, гл. 5).

Описание механизма формирования выходного напряжения преобразователя с помощью коммутационных матриц (10.1.7) позволяет унифицировать это формирование через процедуру перемножения спектров коммутационных функций вентиля преобразователя и спектра питающего напряжения в общем случае, что позволяет сразу представлять возможные частоты гармоник в выходном напряжении. Величины же гармоник выходного напряжения удобно определить методом временной деформации (как и инверторах напряжения). При этом методе в известную формулу для спектра выходного напряжения выпрямителя (см. разд. 3.7 вместо постоянного угла регулирования α подставляется закон периодической модуляции этого угла (10.1.2) с частотой выходного напряжения. Анализ показывает, что в общем случае в выходном напряжении будут гармоники с частотами

$$f_k = kqm_2 f_{\text{вх}} \pm lf_{\text{вых}}, \quad (10.1.20)$$

где k, l равны 1, 2, 3, 4... Величины k и l для значимых гармоник будут определяться законом модуляции угла регулирования.

10.2. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ НА ВЕНТИЛЯХ С ПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ И ЦИКЛИЧЕСКИМ МЕТОДОМ ФОРМИРОВАНИЯ КРИВОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

10.2.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Рассмотрение указанного типа непосредственных преобразователей частоты (циклоконвертеров) необходимо начать с уточнения терминологии. Помимо приведенного в заголовке названия для преобра-

кнателя на вентилях с полным управлением в технической литературе используют еще такие названия: преобразователь частоты с однократной модуляцией, преобразователь частоты с квазиоднополосной модуляцией, преобразователь частоты фазоразностного типа, фазовый демодулятор, *матричный преобразователь*, инвертор напряжения с непосредственной связью и другие [164] в зависимости от того, какую особенность такого циклоконвертера принять за доминирующую. Представляется более удобным в названии преобразователя не использовать какую-либо особенность его управления, как это делается сейчас, а сохранить его специфику – непосредственную связь (через вентили) входа и выхода, а особенность управления отмечать добавлением метода формирования кривой выходного напряжения. С учетом этого к циклическому управлению отнесем алгоритмы управления, когда коммутации вентилях в выходных фазах преобразователя осуществляются одновременно, что обеспечивает простоту управления и анализа электромагнитных процессов в преобразователе.

Принципиальные схемы непосредственных преобразователей частоты остаются неизменными при различных алгоритмах формирования их кривых выходных напряжений. Поэтому рассмотрим здесь циклический метод формирования выходного напряжения применительно к прежней схеме 18-вентильного преобразователя, в которой только встречно-параллельные тиристоры заменены на два встречно-параллельно включенных полностью управляемых вентиля, которые, в свою очередь, представлены в схеме преобразователя (рис. 10.2.1) условными ключами, способными включаться и выключаться в желаемые моменты времени и позволяющими току проходить через них в любом направлении. Такие ключи с двунаправленной проводимостью на практике реализуются или встречно-параллельным включением двух GTO-тиристоров, или одной из возможных транзисторно-диодных комбинаций, показанных на рис. 9.4.3. Использование диодов обусловлено необходимостью предотвращения смены полярности транзисторных напряжений на недопустимые для них.

Диаграммы напряжений, токов и управляющих сигналов для ключей циклоконвертера по схеме, показанной на рис. 10.2.1, построены на рис. 10.2.2. На первой диаграмме приведена трехфазная система входных напряжений, на второй – кривая выходного напряжения фазы A преобразователя, отсчитанного относительно нулевой точки питающей сети. На следующих двух диаграммах показаны условные сигналы управления для ключей K_1 , K_3 фазы a преобразователя, определяющие длительность их проводящего состояния на первом интервале T_1 такта T_T . На последней диаграмме

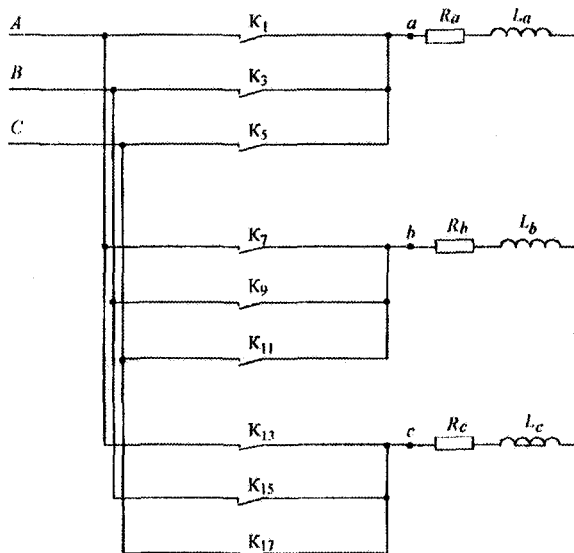


Рис. 10.2.1

приведены импульсы управления для соответствующих троек ключей K_1, K_7, K_{13} ; K_3, K_9, K_{15} ; K_5, K_{11}, K_{17} , с помощью которых поочередно обеспечивается формирование нулевой паузы в кривой выходного напряжения.

Для изменения величины первой гармоники выходного напряжения преобразователя вводят широтно-импульсное регулирование.

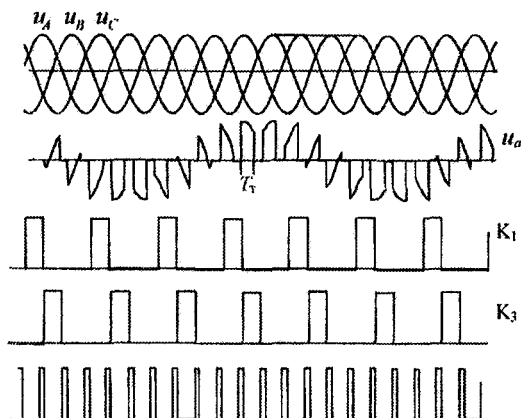


Рис. 10.2.2

При однополярной модуляции нулевая пауза в кривой выходного напряжения образуется, как и в инверторе напряжения с ШИР, на втором подынтервале T_2 такта T_T путем подключения всех фаз нагрузки к одной фазе питающей сети, что отразится на кривой выходного тока преобразователя, также имеющей нулевые паузы. Это обстоятельство требует включения на входе преобразователя или LC -фильтра, обеспечивающего возможность скачков входного тока, аналогичного входному фильтру выпрямителя с опережающим фазовым регулированием (см. п. 3.11.1), или устройства сброса энергии из индуктивностей питающей сети L_c при обрыве тока в них для исключения перенапряжений. Это устройство сброса состоит из трехфазного диодного мостового выпрямителя, буферного (накопительного) конденсатора C_6 , ячейки поглощения энергии (ЯПЭ) (рис. 10.2.3).

Ячейка поглощения энергии представляет собой в простейшем случае (при маломощном преобразователе) активное сопротивление, а в случае мощного преобразователя – зависимый инвертор, подключенный к той же питающей сети и возвращающий энергию сброса из конденсатора C_6 снова в сеть. Поскольку зависимый инвертор в ЯПЭ будет работать с углом регулирования β_{\min} , потребуется наличие повышающего трансформатора на выходе этого инвертора для согласования уровня напряжения на конденсаторе C_6 с напряжением питающей сети (см. входную характеристику зависимого инвертора в п. 3.4.1). Мощность этого трансформатора в процентах от входной мощности непосредственного преобразователя частоты определяется напряжением короткого замыкания (в процентах) питающей сети.

При двухполярной модуляции для регулирования величины первой гармоники выходного напряжения непосредственного преоб-

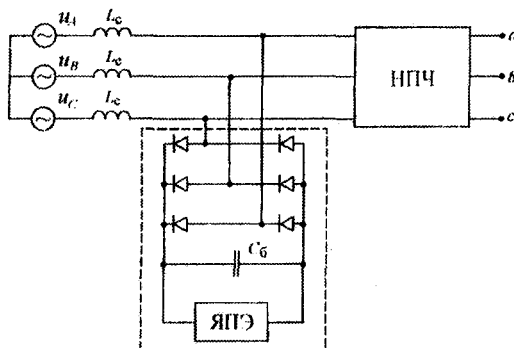


Рис. 10.2.3

разователя частоты на втором интервале каждого такта вместо нулевой паузы используется подключение фазы нагрузки (выход преобразователя) к другой фазе питающей сети. В шестипульсном преобразователе это будет фаза питающей сети с напряжением противоположной полярности, в трехпульсном, как на рис. 10.2.4 это могут быть предыдущая или последующая фазы питающей сети,

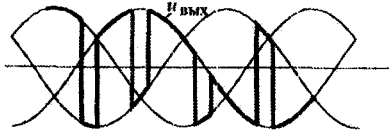


Рис. 10.2.4

как показано для последнего случая на рис. 10.2.4. При этом входной ток преобразователя частоты является прерывистым и ослабевает необходимость введения входного фильтра или устройства сброса энергии из индуктивностей сети. Качество выходного напряжения преобразователя тогда будет хуже, чем при однополярной модуляции.

Математическая модель непосредственного преобразователя частоты будет такой же, как у предыдущего преобразователя частоты, только здесь изменится вид коммутационных функций вентилей, входящих в коммутационные матрицы (10.1.7) и (10.1.12). При циклическом управлении частота первой гармоники коммутационной функции вентилей отличается от частоты напряжения питающей сети в большую или меньшую сторону. Поэтому частота первой гармоники выходного напряжения преобразователя будет определяться разницей этих частот:

$$f_{\text{вых}} = \frac{1}{T_{\text{вых}}} = \left| \frac{1}{pT_1} - \frac{1}{T_{\text{вх}}} \right| = |f_{\text{упр}} - f_{\text{вх}}|, \quad (10.2.1)$$

где $p = qm_2$ – пульсность схемы непосредственного преобразователя частоты, определяемая пульсностью схем выпрямителей, из которых образован преобразователь; $T_{\text{вх}}$ – период входного напряжения.

Очевидно, что максимально достижимая частота выходного напряжения преобразователя с циклическим управлением ограничивается только предельно допустимой частотой коммутации используемых ключей.

10.2.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Регулировочная характеристика. Под регулировочной характеристикой непосредственного преобразователя частоты с циклическим управлением будем понимать зависимость действующего

значения первой гармоники выходного напряжения преобразователя от относительной длительности первого подынтервала T_1 такта коммутации T_T , обозначенной как T_1^* . Оценим эти зависимости для однополярной и двухполярной модуляций, рассмотрев процедуры формирования первой гармоники выходного напряжения преобразователя из средних значений на интервалах тактов в кривой мгновенных значений выходного напряжения преобразователя. На рис. 10.2.5 показаны кривые мгновенных значений выходного напряжения преобразователя в области максимума его первой гармоники для однополярной модуляции в трехпульсном преобразователе (а) и для двухполярной модуляции в шестипульсном преобразователе (б).

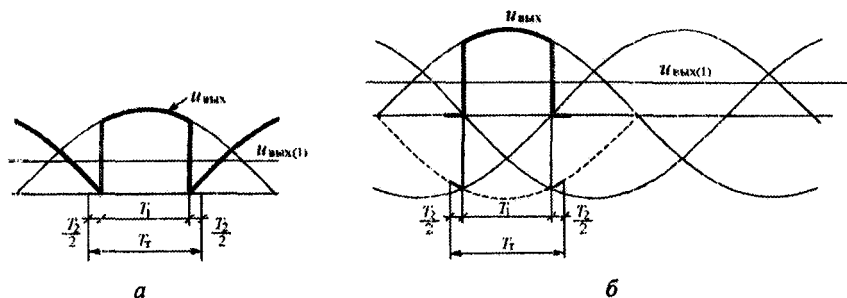


Рис. 10.2.5

Средние значения напряжения на такте при однополярной модуляции

$$U_{\text{ср.о}} = \frac{2}{T_T} \int_0^{T_1/2} \sqrt{2} U_C \cos \omega_1 t dt = \frac{2\sqrt{2} U_C}{T_T \omega_1} \sin \frac{\omega_1 T_1}{2} \quad (10.2.2)$$

и при двухполярной модуляции

$$U_{\text{ср.д}} = \frac{2}{T_T} \left[\int_0^{T_1/2} \sqrt{2} U_C \cos \omega_1 t dt - \int_{T_1/2}^{T_T/2} \sqrt{2} U_C \cos \omega_1 t dt \right] = \\ = \frac{2\sqrt{2} U_C}{T_T \omega_1} \left[2 \sin \omega_1 \frac{T_1}{2} - \sin \omega_1 \frac{T_T}{2} \right]. \quad (10.2.3)$$

При частоте выходного напряжения преобразователя, стремящейся к нулю, T_T стремится к $T_1/3$ в трехпульсном преобразователе

и к $T_1/6$ в шестипульсном. Тогда для этого случая относительно величина действующего значения первой гармоники выходного напряжения преобразователя в соответствии с (10.2.2) будет равна для однополярной модуляции

$$U_{\text{вых}(1).o}^* = \frac{U_{\text{ср.о}}}{U_{\text{ср.о.мах}}} = \frac{\sin \frac{\omega_1 T_1}{2}}{\sin \frac{\omega_1 T_1}{2}} = \frac{\sin \frac{\pi}{3} T_1^*}{\sin \frac{\pi}{3}}, \quad (10.2.4)$$

для двухполярной модуляции

$$U_{\text{вых}(1).д}^* = \frac{U_{\text{ср.д}}}{U_{\text{ср.д.мах}}} = 2 \frac{\sin \frac{\pi}{3} T_1^*}{\sin \frac{\pi}{3}} - 1. \quad (10.2.5)$$

В отличие от линейных регулировочных характеристик непосредственного преобразователя частоты на вентилях с неполным управлением и фазовым способом регулирования здесь регулировочные характеристики нелинейны (рис. 10.2.6) кривая 1 – однополярная модуляция, кривая 2 – двухполярная.

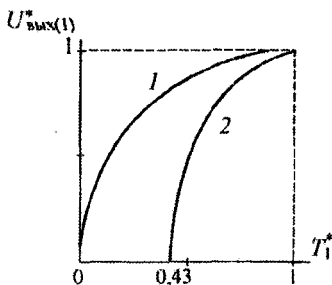


Рис. 10.2.6

Кроме того, они еще заметно зависят от степени близости частоты выходного напряжения преобразователя от частоты напряжения питающей сети.

Внешние характеристики. Разрывной характер входного тока рассматриваемого непосредственного преобразователя частоты требует, как уже отмечалось, наличия входного LC-фильтра, как и в регуляторах переменного напряжения с ШИР (см. п. 9.4.2). В этом случае при идеальных вентилях преобразователя частоты его внешняя характеристика будет определяться внешней характеристикой входного LC-фильтра. Ее расчет был сделан и получено уравнение (9.4.8). Входящие в это уравнение параметры $R_{\text{вх}}$, $L_{\text{вх}}$ должны быть определены для преобразователя частоты по той же методике.

10.3.* НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С КОЭФФИЦИЕНТОМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ БОЛЬШЕ ЕДИНИЦЫ (ПОВЫШАЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ)

Концепция получения управляемого коэффициента преобразования по напряжению больше единицы в циклоконвертерах на ключах аналогична рассмотренной в п. 9.3.5 концепции повышения коэффициента преобразования в регуляторах переменного напряжения. Функционально *повышающе-понижающий циклоконвертер* является специфическим объединением непосредственного преобразователя частоты на вентилях с полным управлением с циклическим методом формирования кривой выходного напряжения (см. разд. 10.2) и повышающе-понижающего регулятора переменного напряжения. Схема такого циклоконвертера трехфазного напряжения в однофазное по нулевой схеме показана на рис. 10.3.1. Ключи $K_1 - K_3$ работают в режиме ключей непосредственного преобразователя частоты с циклическим управлением и широтно-импульсным регулированием.

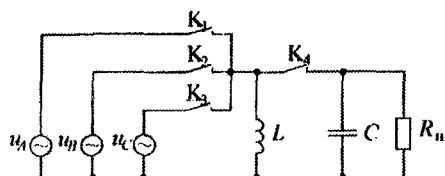


Рис. 10.3.1

На рис. 10.3.2 показаны импульсы управления этими ключами под временными диаграммами входных напряжений и тока одной из

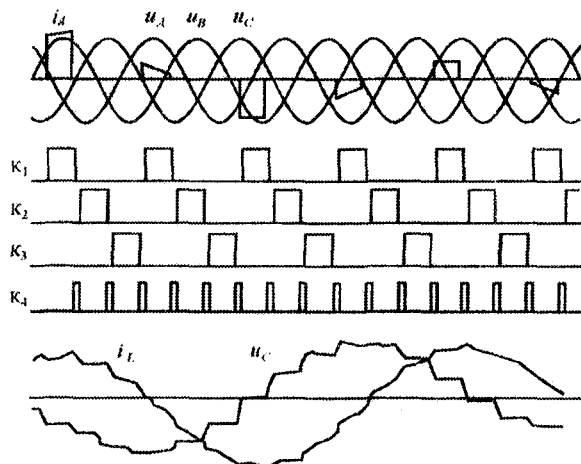


Рис. 10.3.2

фаз. Ниже показаны импульсы управления ключом K_4 , дополняющие по длительности импульсы ключей $K_1 - K_3$ до такта T_r . На последней диаграмме приведена форма тока накопительного реактора L и напряжения на накопительном конденсаторе C .

Таким образом, энергия тока накопительного реактора L циклоконвертера передается «порциями» через ключ K_4 в накопительный конденсатор C , обеспечивая при определенных сочетаниях параметров повышение выходного напряжения по сравнению с входным, как в повышающе-понижающем регуляторе переменного напряжения.

Входной ток трехфазно-однофазного циклоконвертера, как видно из временной диаграммы, не только является импульсным, но и содержит субгармонику, порождаемую низкой частотой выходного тока. Но эта субгармоника во входном токе может быть исключена в трехфазно-трехфазном повышающе-понижающем циклоконвертере, получаемом при объединении трех трехфазно-однофазных циклоконвертеров. Схема такого преобразователя представлена на рис. 10.3.3. Ключи циклоконвертера $K_1 - K_3$ в каждой фазе (см. рис. 10.3.1) выполнены по схеме, приведенной на рис. 3.4.3, в, а ключи K_4 - встречно-параллельным соединением транзисторов и диодов с использованием свойства связности трехфазной нагрузки без нулевого провода. Для получения синусоидального тока в питающей сети из импульсного входного тока циклоконвертера включен входной LC -фильтр.

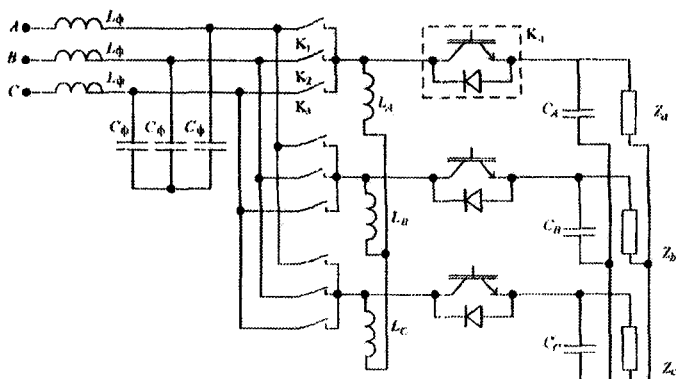


Рис. 10.3.3

Подобным образом можно получить повышающе-понижающий циклоконвертер на основе объединения циклоконвертера с циклическим управлением и повышающе-понижающего регулятора пе-

ременного напряжения на базе схемы Кука (см. рис. 9.5.3). Но если в этом регуляторе переменного напряжения входной ток непрерывен, то в образующем на его основе повышающе-понижающем циклоконвертере, показанном на рис. 10.3.4, входной ток станет импульсным, так как непрерывный входной ток регулятора будет «роздан» ключами циклоконвертера по фазам входного напряжения в виде импульсных токов. Значит, и в этом случае потребуются входной LC-фильтр для обеспечения синусоидального тока в фазах источника питания.

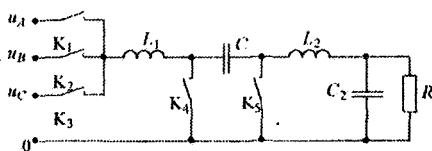


Рис. 10.3.4

Тем не менее можно построить повышающе-понижающий циклоконвертер в интеграции с регулятором на базе схемы Кука, если накопительный реактор L расщепить на три отдельных реактора и вынести их в фазы входного напряжения, при этом сам циклоконвертер выполнить не по нулевой, а по трехфазной мостовой схеме, как показано на рис. 10.3.5, причем ключи циклоконвертера $K_1 - K_6$ реализовать по схеме, приведенной на рис. 9.4.3, в.

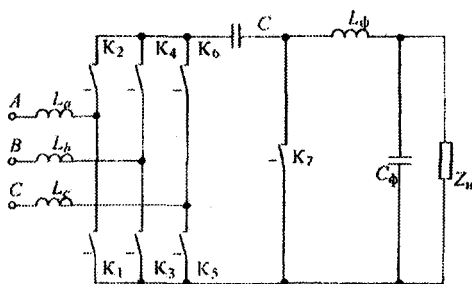


Рис. 10.3.5

Если учесть, что ключи $K_1 - K_6$ могут проводить ток в любом направлении, то, по сути, мост на ключах $K_1 - K_6$ эквивалентен встречно-параллельному включению двух трехфазных мостовых схем на вентилях с односторонней проводимостью. Тогда напряжение на выходе моста на ключах $K_1 - K_6$ может иметь любую из двух полярностей в зависимости от того, какими транзисторами ключей (например, VT_1 и VT'_1 в ключе K_1) и когда ими управлять. Таким образом, ключи $K_1 - K_6$ делают возможным питание такого преобразователя от трехфазной сети переменного напряжения, а не постоянного. При этом на первом интервале такта преобразования,

как и прежде (см. п. 7.2.2), должны запастись энергия в накопительных индуктивностях L в цепи трехфазного переменного тока одновременно обеспечиваться питание выходной цепи от накопительной емкости C . Это выполняется включением на первом интервале всех ключей $K_1 - K_6$ моста, что приводит к соединению накопительных реакторов в звезду, и подключением конденсатора C к выходной цепи.

На втором интервале такта остаются включенными только три ключа моста ключей $K_1 - K_6$, а именно те из ключей, которые обеспечивают протекание тока в накопительных индуктивностях прежних направлениях и заданную полярность выходного напряжения моста. При этом включается и ключ K_7 , что приводит к передаче энергии из накопительных реакторов L в накопительный конденсатор C и одновременно питание нагрузки от энергии реактивных элементов выходного $L_\phi C_\phi$ -фильтра.

Как было установлено в п. 7.2.2, уровень выходного напряжения регулятора Кука зависит от относительной длительности первого интервала такта, причем достаточно линейно до уровня относительной длительности около 0,7. Тогда, если модулировать указанную относительную длительность по синусоидальному закону с учетом возможности смены знака выходного напряжения мостом ключей $K_1 - K_6$, а значит, и преобразователя, то можно сформировать на выходе преобразователя синусоидальное напряжение с заданными амплитудой и частотой.

Особенность данного непосредственного преобразователя частоты заключается в том, что его входной ток будет синусоидальным (без входного LC -фильтра) и может устанавливаться в фазе питающим напряжением. Таким свойством не обладает никакой другой непосредственный преобразователь частоты при рассмотренных алгоритмах управления, но может им обладать при современных алгоритмах векторного управления (см. гл. 12).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 1.1. Какие основные свойства у непосредственных преобразователей частоты?
- 1.2. Какие существуют типы непосредственных преобразователей частоты?
- 1.3. Назовите условие согласования углов регулирования вентилями комплектами в НПЧ на тиристорах?
- 1.4. Каково предельное значение частоты выходного напряжения в НПЧ на тиристорах при полной модуляции?
- 1.5. Чем определяется предельное значение частоты выходного напряжения в НПЧ на транзисторах?

1.6. От каких параметров повышающе-понижающих НПЧ зависит предельное значение коэффициента преобразования по напряжению?

1.7. В каком типе НПЧ возможен практически синусоидальный входной ток, совпадающий по фазе с входным напряжением?

2.1. Что определяет коммутационная матрица выходных напряжений НПЧ?

2.2. Что определяет коммутационная матрица входных токов НПЧ?

2.3. Как связаны коммутационные матрицы выходных напряжений и входных токов НПЧ?

2.4. Какая особенность у внешних характеристик НПЧ на тиристорах?

2.5. Какие особенности у входных энергетических характеристик НПЧ на тиристорах?

2.6. Чем определяется характер внешней характеристики у НПЧ на транзисторах с циклическим управлением?

2.7. Какие дополнительные устройства требуются на входе НПЧ на транзисторах и циклическом управлении?

2.8. Какие дополнительные устройства требуются на входе повышающе-понижающего НПЧ?

2.9. Чем определяется ход внешней характеристики у повышающе-понижающего НПЧ?

2.10. Чем определяется ход регулировочной характеристики у повышающе-понижающего НПЧ?

УПРАЖНЕНИЯ

1. Нарисовать формы токов вентилей однофазно-однофазного циклоконвертера, выполненного по мостовой схеме, при прямоугольном законе модуляции для случая чисто индуктивной нагрузки.

2. Нарисовать форму входного тока однофазно-однофазного циклоконвертера, выполненного по мостовой схеме, при прямоугольном законе модуляции для случая чисто индуктивной нагрузки.

3. Нарисовать форму выходного напряжения двухфазно-однофазного НПЧ с циклическим управлением и однополярной модуляцией в предположении синусоидального выходного тока.

4. Нарисовать форму входного тока двухфазно-трехфазного НПЧ с циклическим управлением и однополярной модуляцией в предположении синусоидального выходного тока.

5. Рассчитать загрузку транзисторов НПЧ (см. упражнение 3) по среднему и действующему значениям тока.

6. Рассчитать коэффициент гармоник выходного напряжения НПЧ (см. упражнение 3).

7. Рассчитать коэффициент преобразования по напряжению НПЧ по трехфазной мостовой схеме, интегрированного с регулятором по схеме Кука.

8. Построить временные диаграммы напряжений и токов элементов преобразователя (см. упражнение 7).



Глава 11

ВЕНТИЛЬНЫЕ КОМПЕНСАТОРЫ НЕАКТИВНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПОЛНОЙ МОЩНОСТИ

Но правдой он привлек сердца,
Но нравы укротил наукой.

А.С. Пушкин

Следует подчеркнуть, что все классические схемы преобразования переменного напряжения (выпрямители, регуляторы переменного напряжения, непосредственные преобразователи частоты) имеют, как было показано выше, несинусоидальный входной ток, сдвинутый по фазе в сторону отставания от напряжения сети. Это означает, что вентильные преобразователи, потребляя из сети активную мощность, необходимую для нагрузки, загружают питающую сеть реактивной мощностью и мощностью искажений, которые являются здесь паразитными для сети. Колебания реактивной мощности приводят к колебаниям уровня напряжения в сети, а искажения тока вызывают искажения формы напряжения в сети (см. разд. 3.13), т.е. вентильный преобразователь вопреки пословице «не кусать руку, которая кормит» портит качество электрической энергии в сети, от которой питается. Такие свойства самой распространенной нагрузки электрических сетей являются теперь непримлемыми для них.

Возможны два научно обоснованных пути ослабления негативного обратного влияния вентильных преобразователей на питающую сеть. Первый путь связан с построением новых схем преобразования или модернизацией прежних с целью улучшения формы тока, потребляемого преобразователями из сети. Второй путь связан с научным поиском ориентированных на решение этой проблемы специальных преобразовательных устройств, позволяющих управляемо генерировать отдельные или все сразу неактивные состав-

ляющие полной мощности, имеющиеся в питающей сети в точке присоединения нелинейной нагрузки, которые надо частично или полностью компенсировать. Такие преобразовательные устройства получили название **вентильных компенсаторов неактивных составляющих полной мощности**.

Таким образом, силовая электроника сама дала решение той проблемы, которую во многом породила (наряду с другими нелинейными нагрузками).

Ниже рассмотрены:

- *компенсаторы реактивной мощности* как наиболее распространенный вид вентильных компенсаторов;
- *компенсаторы мощности искажений*, получившие название «*активных фильтров*»;
- *компенсаторы всех неактивных составляющих полной мощности*.

11.1. КОМПЕНСАТОРЫ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

11.1.1. КОНДЕНСАТОРЫ, КОММУТИРУЕМЫЕ ТИРИСТОРАМИ (ККТ)

В случае, если компенсатор должен добавить в питающую сеть только емкостной реактивный ток, используют коммутацию групп конденсаторов с помощью встречно-параллельно соединенных тиристоров, как показано на рис. 11.1.1. В установившемся режиме ток в конденсаторе опережает напряжение на четверть периода. Тогда, если включать тиристоры в моменты переходов тока емкости через нуль, т.е. в максимумы положительной и отрицательной полуволн, то не будет никакого искажения тока емкости (рис. 11.1.2). Но для ликвидации броска тока заряда емкости при

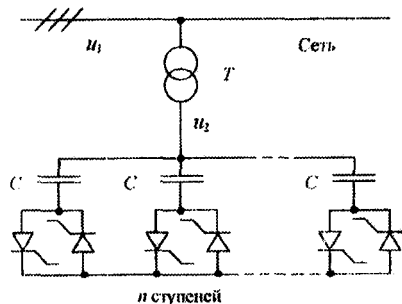


Рис. 11.1.1

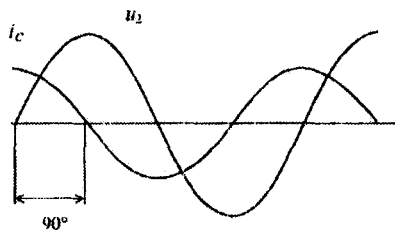


Рис. 11.1.2

первом включении в момент максимума напряжения сети необходимо принять превентивные меры. Например, можно держать отключенные емкости заряженными до максимума напряжения вторичной обмотки трансформатора, что легко обеспечивается с помощью отдельного маломощного выпрямителя, не показанного на схеме.

Достоинство такого компенсатора – простота, недостатки – дискретность регулирования реактивной мощности, выдаваемой питающую сеть, и некоторая задержка подключения очередных ступеней, которое возможно не раньше ближайшего максимума напряжения сети. Если последовательно с конденсаторами ввести реакторы для ограничения тока заряда конденсатора при его включении в произвольный момент времени, то указанной динамической задержки не потребуется.

11.1.2. РЕАКТОРЫ, УПРАВЛЯЕМЫЕ ТИРИСТОРАМИ (РУТ)

В тех случаях, когда в сетях или линиях электропередачи требуется компенсация их емкостных (зарядных) токов, используют компенсатор индуктивной реактивной мощности в виде реактора, регулируемого встречно-параллельными тиристорами (регулятором переменного напряжения, см. гл. 9). Схема такого компенсатора показана на рис. 11.1.3, диаграммы его токов для двух значений угла регулирования α приведены на рис. 11.1.4. При регулировании угла α плавно, но нелинейно от α изменяется величина первой гармоники тока компенсатора, но появляются высшие гармоники тока нечетного порядка 3, 5, 7, 9, 11, 13 ...

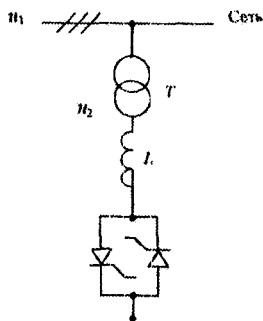


Рис. 11.1.3

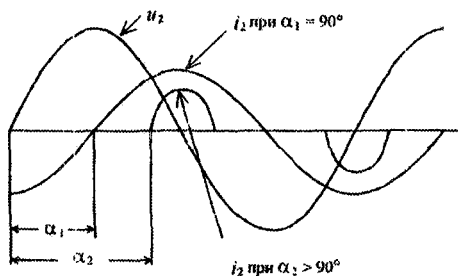


Рис. 11.1.4

Для исключения гармоник в токе, кратных трем в трехфазных сетях, указанные компенсаторы соединяют в звезду без нулево-

го провода. Тогда форма тока компенсатора становится в каждой полуволне двухимпульсной (рис. 11.1.5). При этом исчезает возможность раздельного регулирования реактивных мощностей по каждой фазе питающей сети, т.е. компенсатор лишается способности компенсировать реактивные мощности несимметрии каждой фазы (по первым гармоникам).

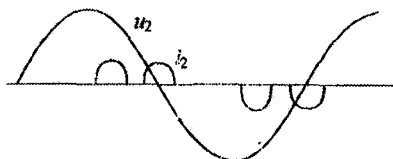


Рис. 11.1.5

Другая возможность управлять напряжением на реакторе, а значит, и его током связана с включением реактора в цепь постоянного тока на выходе выпрямителя, как показано на рис. 11.1, 6 для случая трехфазного компенсатора. Один реактор для цепи постоянного тока выполнить дешевле, чем три реактора для цепи переменного тока, но при этом опять исчезает возможность пофазного регулирования реактивных мощностей в трехфазной сети. Входной ток такого компенсатора аналогичен входному току трехфазного мостового выпрямителя, работающего на индуктивную нагрузку. Отсутствие активного сопротивления в нагрузке выпрямителя, кроме малого активного сопротивления обмотки реактора и внутреннего сопротивления выпрямителя (см. разд. 3.1), при условии непрерывности выпрямленного тока в реакторе требует в соответствии с регулировочной характеристикой выпрямителя (формула (2.9.2)) значений углов регулирования α выпрямителя около 90° для получения малого выпрямленного напряжения на покрытие потерь в указанных сопротивлениях. При этом фаза входного тока выпрямителя, определяемая углом α , также практически равна 90° . Выпрямитель здесь потребляет реактивную мощность из сети, ве-

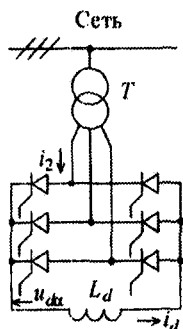


Рис. 11.1.6

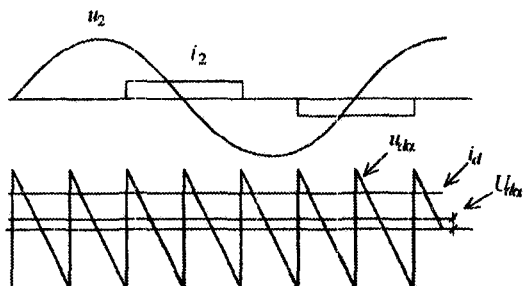


Рис. 11.1.7

личина ее регулируется небольшим изменением угла α вблизи 90° за счет изменения выпрямленного тока (рис. 11.1.7). Если постоянная времени цепи реактора существенно больше периода пульсаций выпрямленного напряжения, то регулирование величины входного тока выпрямителя (и его первой гармоники) идет почти без искажения его формы, т.е. без дополнительной генерации высших гармоник по отношению к 5, 7, 9, 11, ... высшим гармоникам входного тока трехфазного мостового выпрямителя (см. разд. 3.6).

11.1.3. КОНДЕНСАТОРНО-РЕАКТОРНЫЕ КОМПЕНСАТОРЫ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Компенсаторы типа ККТ компенсируют отстающий реактивный ток сети, а типа РУТ — опережающий реактивный ток сети. При необходимости компенсации любого из этих токов в одно устройстве применяют конденсаторно-реакторные компенсаторы (КРК). При этом регулирование величины и вида входной реактивной мощности можно обеспечить за счет выполнения регулируемых (конденсаторной или реакторной) частей компенсатора на базе рассмотренных выше принципов. Пример такого компенсатора, образованного конденсатором C и компенсатором типа РУТ, включенными параллельно, показан на рис. 11.1.8. Векторная диаграмма для первых гармоник напряжения и токов компенсатора приведена на рис. 11.1.9. Фаза реактивного тока на входе компенсатора $+90^\circ$ или -90° определяется соотношением величин нерегулируемого тока емкости и регулируемого тока реактора.

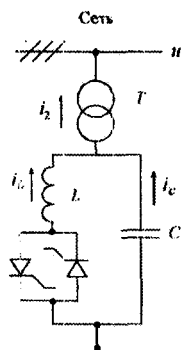


Рис. 11.1.8

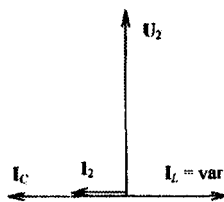


Рис. 11.1.9

Другой применяемый вариант КРК образуется параллельным объединением компенсаторов типов ККТ и РУТ.

Все рассмотренные компенсаторы реактивной мощности регулируют ее изменением параметра реактивного элемента (емкости конденсатора или индуктивности нелинейного реактора) или напряжения на нем тиристорным регулятором (см. гл. 9). Последний всегда вносит свои искажения в ток.

11.1.4.* КОМПЕНСАТОРЫ С ВЕНТИЛЬНЫМ ИСТОЧНИКОМ РЕАКТИВНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Известно использование синхронного компенсатора для генерации реактивной мощности емкостного или индуктивного характера. Синхронный компенсатор имеет схему замещения в виде последовательно включенного источника ЭДС и соответствующего реактанса синхронной машины (рис. 11.1.10). В зависимости от величины ЭДС синхронного компенсатора по сравнению с напряжением сети ток компенсатора может иметь отстающий или опережающий характер по отношению к напряжению сети (рис. 11.1.11).

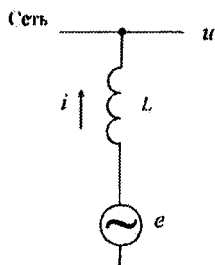


Рис. 11.1.10

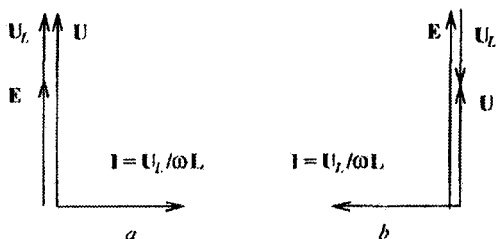


Рис. 11.1.11

Силовая электроника дает возможность электромашинный синхронный компенсатор заменить статическим автономным инвертором тока (а) или инвертором напряжения (б) (рис. 11.1.12).

Трехфазный параллельный инвертор тока выполнен на GTO-тиристорах, а трехфазный инвертор напряжения – на IGBT-транзисторах. Так как оба инвертора работают в режиме с выходными токами, сдвинутыми за 90° относительно своего напряжения, т.е. в режиме источников реактивного напряжения, в звене постоянного напряжения (тока) источник питания не требуется. Потери активной мощности в инверторах можно покрыть потреблением небольшой активной мощности из сети за счет сдвига фазы тока относительно напряжения инвертора на угол, немного меньший 90° . Этим задаются требуемые уровни постоянного тока в сглаживаю-

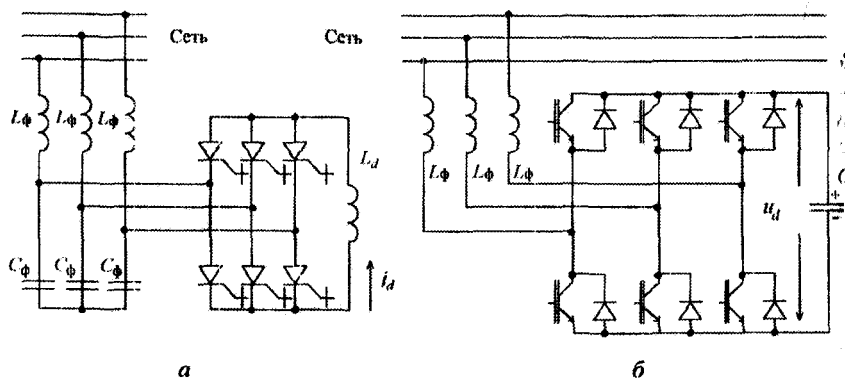


Рис. 11.1.12

щем реакторе L_d инвертора тока и напряжении конденсаторе C фильтра инвертора напряжения, определяющие реактивную мощность компенсаторов. Ситуация с самонакачкой постоянного тока (напряжения) на входах инверторов подобна той, когда известный литературный герой барон Мюнхаузен сам себя поднимал за волосы...

Реакторы L не только определяют величину первой гармоники тока компенсатора в соответствии с векторной диаграммой на рис. 11.1.11, но и сглаживают высшие гармоники, обусловленные известной несинусоидальностью выходных напряжений инвертора тока и инвертора напряжения компенсатора. Действующее значение высших гармоник тока компенсатора на основании метода АДУ2 вычисляется по формуле

$$I_{в.г} = \frac{\bar{K}_r U_{L(1)}}{\omega L}. \quad (11.1.1)$$

Коэффициент гармоник тока компенсатора определяется как

$$K_{г.т} = \frac{I_{в.г}}{I_{(1)}} = \frac{\bar{K}_r U_{L(1)}}{\omega L} \frac{\omega L}{U_{L(1)}} = \bar{K}_r. \quad (11.1.2)$$

Таким образом, качество тока такого вентильного компенсатора тождественно качеству напряжения компенсатора, определяемому его интегральным коэффициентом гармоник первого порядка.

Возможно использование в качестве источника реактивного напряжения в компенсаторе реактивной мощности и непосредст-

ленного преобразователя частоты [166]. При этом реактивный элемент фильтра в звене постоянного напряжения автономного инвертора (тяжелый реактор цепи постоянного тока у инвертора тока и дорогой электролитический конденсатор цепи постоянного напряжения у инвертора напряжения) может быть заменен на более простой реактор цепи переменного тока.

В случае выполнения рассмотренных схем компенсаторов реактивной мощности для трехфазных сетей по однофазным схемам при самостоятельном управлении каждым из них можно их использовать и для компенсации реактивной мощности несимметрии.

11.2. КОМПЕНСАТОРЫ МОЩНОСТИ ИСКАЖЕНИЙ – АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Идея компенсации искажений напряжений и токов в сети, т.е. *активная фильтрация*, основана на введении в сеть последовательно источника напряжения с управляемым искажением или параллельно источника тока с управляемым искажением, причем вносимые искажения находятся в противофазе с имеющимися искажениями и компенсируют их в результирующей кривой напряжения или тока. Эта идея иллюстрируется рис. 11.2.1, а для *активного фильтра напряжения* и рис. 11.2.1, б – для *активного фильтра тока*. Источник компенсирующего искажения напряжения сети (или нагрузки) вводится последовательно обычно через трансформатор. Если напряжение сети несинусоидальное (на рисунке трапеция), а напряжение на нелинейной нагрузке (НН) должно быть синусоидальным, то источник компенсирующего напряжения u_c должен повторять в противофазе разность мгновенной кривой напряжения сети u и ее первой гармоники $u_{(1)}$ (рис. 11.2.1, а).

Аналогично работает и активный фильтр тока. Если нелинейная нагрузка потребляет несинусоидальный ток (на рис. 11.2.1, б входной ток трехфазного мостового выпрямителя в предположении линейного его изменения на интервалах коммутации), то компенсатор генерирует ток, равный в противофазе разности мгновенной кривой тока нелинейной нагрузки i_n и ее первой гармоники $i_{n(1)}$.

Схемы активных фильтров напряжения и тока обычно выполняют на базе инверторов напряжения с ШИМ. Рассматривая инвертор напряжения как реверсивный широтно-импульсный преобразователь, работающий в режиме периодического реверса, и учитывая линейность регулировочной характеристики ШИП, можно

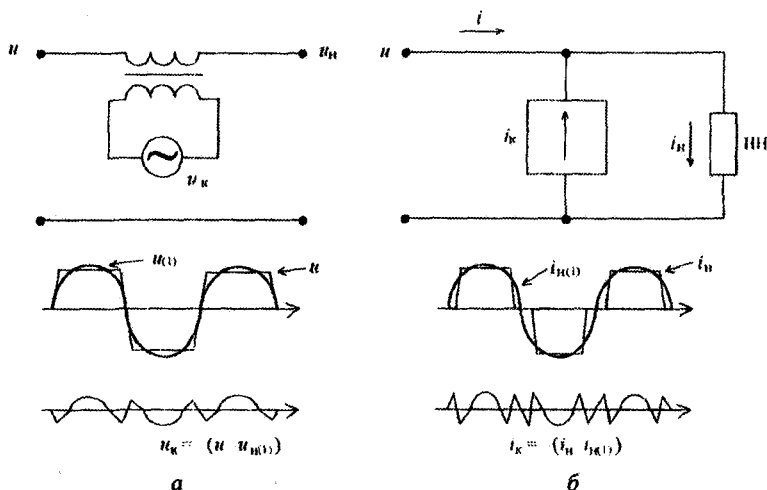


Рис. 11.2.1

воспроизвести на выходе инвертора любую кривую задания тока или напряжения u_k , приведенную на рис. 11.2.1, путем аппроксимации ее средними значениями по интервалам тактов коммутации при ШИМ. Точность воспроизведения на выходе инвертора тока или напряжения u_k зависит от точной передачи спектра этих кривых до частоты их верхней гармоники, определяемой в соответствии с теоремой отсчетов Котельникова половиной частоты коммутации при ШИМ. Так, для подавления в результирующем токе сети всех гармоник входного тока трехфазного мостового выпрямителя вплоть, например, до 23-й, относительная величина которой в спектре $1/23$, т.е. менее 5 % (см. разд. 3.7), необходима частота коммутации в инверторе не ниже $2 \cdot 23 \cdot 50 = 2300$ Гц, что вполне допустимо для силовых транзисторов. Техническая реализация такого воспроизведения на выходе инвертора напряжения сигнала задания на его входе легко обеспечивается при использовании управления инвертором по методу слежения (см. п. 12.6.2).

Более радикальным способом улучшения качества электропитания и устранения обратного влияния нелинейного потребителя на питающую сеть является совместное использование активного фильтра напряжения и тока. Возможны два варианта их объединения: параллельно-последовательное (а) и последовательно-параллельное (б) (рис. 11.2.2).

При этом появилась возможность за счет использования выходных трансформаторов в активных фильтрах объединить их цепи

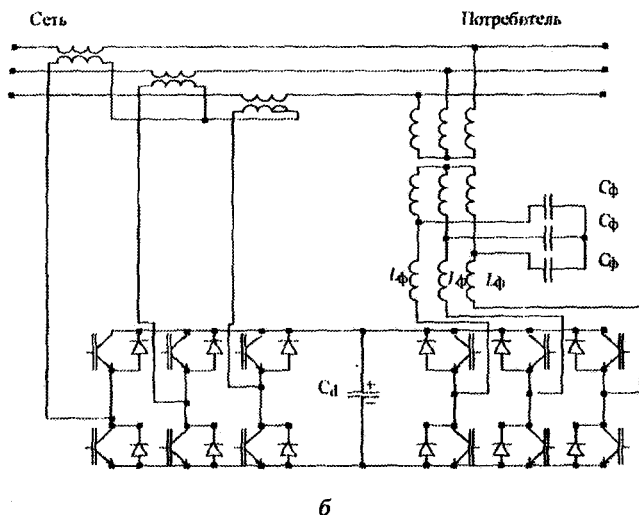
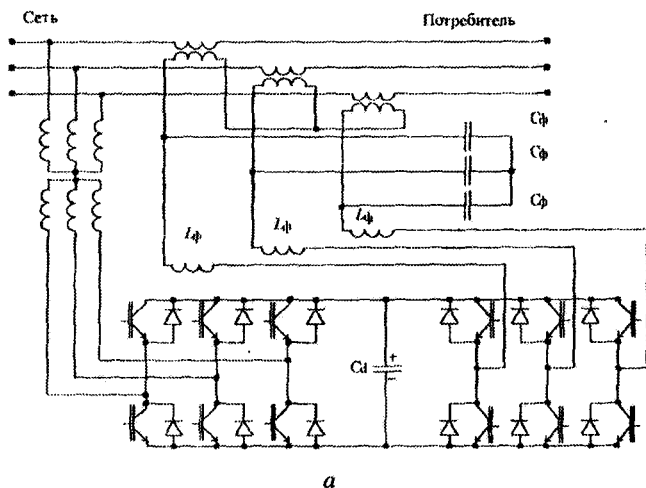


Рис. 11.2.2

постоянного напряжения общим конденсатором C_d фильтра. Если на такую структуру возложить еще и функцию регулирования реактивной мощности (в том числе ее знака), то можно поддерживать синусоидальное напряжение стабильной величины при колебаниях напряжения в сети, вызванных прежде всего колебаниями нагрузки. В этом случае последовательный фильтр напряжения выполня-

ет еще функцию вольтодобавочного регулятора переменного напряжения (см. гл. 9). Такие системы, предназначенные для большой электроэнергетики, получили название *гибких линий электропередачи* (FACTS – Flexible Alternative Current Transmission System).

Если в графике потребления реактивной мощности имеются не только динамическая, но и статическая составляющие, то последнюю можно скомпенсировать пассивными реактивными элементами, которые смогут отфильтровать и часть гармоник тока. В этих случаях используют комбинированный фильтр, состоящий из совокупности активного и пассивного фильтров.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1.1. Какие устройства силовой электроники называют компенсаторами неактивных составляющих полной мощности?

1.2. Какие существуют типы вентильных устройств компенсации неактивных составляющих полной мощности?

1.3. Какие известны типы вентильных компенсаторов реактивной мощности?

1.4. Какие известны типы вентильных компенсаторов мощности некаждый – активных фильтров?

1.5. Какие компенсаторы образуют гибкую линию электропередачи?

2.1. Чем определяется величина реактивной мощности реактора управляемого тиристорами?

2.2. Как исключаются броски тока в конденсаторах, коммутируемых тиристорами?

2.3. Как регулируется реактивная мощность в компенсаторе с вентильным источником реактивного напряжения?

2.4. От какого параметра источника реактивного напряжения компенсатора реактивной мощности зависит качество компенсирующего тока?

2.5. На какую установленную мощность элементов должен быть рассчитан активный фильтр?

2.6. В чем различие свойств гибкой линии электропередачи в двух вариантах ее использования?

УПРАЖНЕНИЯ

1. Рассчитать коэффициент гармоник входного тока трехфазного тиристорного компенсатора реактивной мощности.
2. Рассчитать зависимость входной реактивной мощности тиристорного компенсатора реактивной мощности в функции угла регулирования (регулирующая характеристика компенсатора).
3. Рассчитать загрузку тиристорov по среднему и действующему значениям тока для компенсатора (см. упражнение 2).
4. Рассчитать коэффициент гармоник входного тока конденсаторно-реакторного компенсатора реактивной мощности.
5. Вывести соотношение между реактивной мощностью на входе и реактивной мощностью входных реакторов компенсатора с инвертором напряжения в качестве вентильного источника реактивного напряжения.
6. Рассчитать загрузку транзисторов и диодов по току компенсатора (см. упражнение 5).
7. Оценить установленные мощности элементов активных фильтров тока и напряжения на базе инвертора напряжения.



Глава 12

МЕТОДЫ И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

На руль склоняясь, наш кормчий умный
В молчанье правил грузный челн.

Все чередой идет определенной.

А.С. Пушкин

Глава посвящена общим вопросам управления вентильными преобразователями. Дана классификация систем управления (разд. 1), рассмотрены системы управления тиристорными преобразователями (разд. 2, 3 – разомкнутые системы, разд. 4 – замкнутые), особенности систем управления преобразователями на вентиллях с полным управлением (разд. 5–7) и общие подходы к использованию искусственного интеллекта в системах управления (разд. 8).

12.1. ТРЕБОВАНИЯ К СИСТЕМАМ УПРАВЛЕНИЯ

Система управления вентильным преобразователем в общем случае должна выполнять следующие функции:

- включение преобразователя и вывод его на заданный режим;
- стабилизацию заданного режима (напряжения, тока, мощности, частоты и т.д.);
- регулирование режима в соответствии с заданием;
- выключение преобразователя;
- защиту преобразователя (аварийное отключение);
- контроль работы преобразователя и при необходимости диагностику неисправностей.

Все эти функции система управления реализует простым способом – изменением моментов включения и выключения вентиля

Это в свою очередь предъявляет к системе управления три требования.

1. Управляемость моментов включения (выключения) вентилей в необходимых пределах. Для преобразователей на вентилях с неполным управлением (тиристорах) и естественной коммутацией в соответствии с их регулировочными характеристиками в полном диапазоне регулирования следует изменять угол α от 0 до 190° (теоретически) и от 0 до $(180^\circ - \beta_{\min})$ (практически) по частоте питающего напряжения. Для преобразователей на вентилях с полным управлением и широтно-импульсными способами регулирования напряжения в соответствии с их регулировочными характеристиками в полном диапазоне регулирования требуется изменение фазы импульсов управления в пределах такта принудительной коммутации $0 \dots T_T$ с возможным изменением длительности самого такта.

2. Формирование импульса управления прямоугольного вида с крутым передним фронтом и заданной длительностью. Крутой передний фронт (обычно порядка одной микросекунды или менее) необходим для фиксирования момента включения вентилей, имеющих разброс по порогам включения, а также для уменьшения потерь мощности в вентиле при включении из-за его конечной скорости. Требования к длительности импульса управления зависят от типа вентиля и его режима работы в преобразователе. Для тиристоров возможны два вида импульсов управления: «узкие» и «широкие». Длительность «узкого» импульса выбирают из условия обеспечения нарастания тока тиристора до тока удержания, длительность «широкого» импульса – из условия наличия импульса управления на все возможное время протекания тока через тиристор. Для транзисторов необходим «широкий» импульс управления на все время протекания тока в них. Для ГТО-тиристоров – два «узких» импульса: в момент включения и в момент выключения (импульс обратной полярности).

Управление «узким» импульсом требует значительно меньшей мощности системы управления, чем управление «широким». Но управление «широким» импульсом является универсальным по допустимым режимам в преобразователе на тиристорах, в то время как при управлении «узким» импульсом возможны дополнительные проблемы в режимах прерывистого тока нагрузки, режимах с вынужденными углами управления.

3. Гальваническая развязка (или согласование) уровней напряжения (низковольтной) системы управления от силовой схемы преобразователя с уровнем напряжения, опасным для человека или системы управления. В преобразователях с рабочими напряжения-

ми, сравнимыми с напряжениями системы управления, гальваническая развязка может отсутствовать.

Возможны два вида гальванической развязки: трансформаторная и оптоэлектронная. При трансформаторной развязке легко реализуется передача «узкого» импульса управления, при этом на вторичной стороне трансформатора устанавливают еще активное балластное сопротивление R_6 , ограничивающее ток в цепи управления вентиля, например тиристора, как показано на рис. 12.1.1, а. Вместе с тем передача «широкого» импульса управления через трансформатор затруднена из-за невозможности на практике выполнить трансформатор с малой нижней граничной частотой (герцы) и амплитудно-частотной характеристики и одновременно с высоким значением (мегагерцы) верхней граничной частоты (для передачи крутого переднего фронта импульса). Малая нижняя граничная частота трансформатора достигается при большой индуктивности намагничивания трансформатора, а высокая верхняя граничная частота — при малой индуктивности рассеивания обмоток и малых паразитных емкостях обмоток. Эти противоречивые требования к трансформатору конструктивно несовместимы.

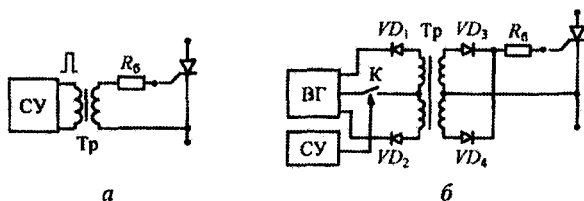


Рис. 12.1.1

На практике передача «широкого» импульса через трансформатор заменяется эквивалентной передачей пачки «узких» импульсов с крутыми фронтами и длительностью, равной длительности «широкого» импульса. Одно из возможных решений показано на рис. 12.1.1, б. Здесь высокочастотный генератор (ВГ) «узких» импульсов, работающий непрерывно, подключается к трансформатору (Тр) попеременно через диоды VD_1 и VD_2 на время замыкания ключа (К), управляемого от системы управления (СУ), генерирующей «широкий» импульс управления. Трансформатор без искажений передает пачку «узких» импульсов, сохраняя у них крутые фронты и плоские вершины. С помощью выпрямителя на диодах VD_3 , VD_4 на вторичной стороне трансформатора в цепи управления формируется неискаженный «широкий» импульс управления (рис. 12.1.2).

Оптронная развязка системы управления и силовой схемы преобразователя основана на оптроне, схема которого представлена на рис. 12.1.3. Он состоит из светодиода, преобразующего электрический импульс в световой, и фотодиода, преобразующего световой импульс в электрический. Возможно конструктивное объединение оптрона и тиристора в оптронный тиристор. Но предельные электрические параметры оптронных тиристоров примерно на порядок хуже предельных параметров обычных тиристоров, что ограничивает область их применения.

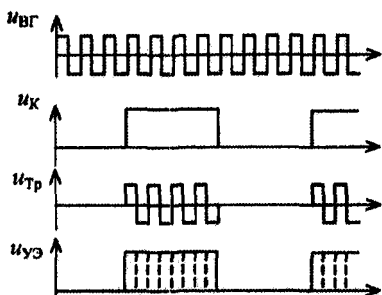


Рис. 12.1.2

Многообразие систем управления вентиляльными преобразователями порождается многообразием способов реализации на концептуальном и структурном уровнях первой и главной функции системы управления – функции контроля фаз импульсов управления вентилями. Для обеспечения ориентации в этом множестве систем управления необходимо упорядочить их по следующим классификационным признакам:

1) по числу каналов, в которых производится регулирование фаз импульсов управления вентилями: *одноканальные и многоканальные системы управления.*

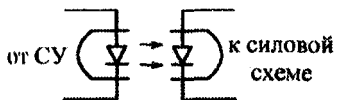


Рис. 12.1.3

В одноканальных системах импульсы управления для всех вентилях вырабатываются в одном общем канале, из которого они по очевидной логике распределяются по вентилям. В многоканальных системах импульсы управления на каждый вентиль (или их локальную группу) вырабатываются в своем канале. Достоинством одноканальных систем является отсутствие разброса значений фаз импульсов управления вентилями, присущее многоканальным системам из-за неидентичности параметров каналов при их практической реализации, связанной с разбросом параметров реальных элементов канала. Неидентичность фаз импульсов управления вентилями порождает очевидную некачественность выходной и потребляемой энергий преобразователя. Например, для выпрямителя допустим разброс фаз импульсов управления от вентиля к вентилю не более $1...3^\circ$;

2) по наличию синхронизации импульсов управления с каким-то хронизирующим процессом (напряжение питающей

сети переменного тока, автономный генератор тактовой частоты (системе управления): *синхронные* (есть синхронизация) и *асинхронные* (нет синхронизации) *системы управления*.

3) по использованию сигнала обратной связи выходной переменной преобразователя для целей фазосмещения: *программные* (разомкнутые) и *следающие* (замкнутые) *системы управления*;

4) по характеру изменения фазы и мпульсов управления вентилями: системы с плавным (непрерывным) изменением фазы (обычно по умолчанию) и системы с *квантованным* (скачкообразным) изменением фазы (системы релейного регулирования);

5) по характеру управления во времени вентилями комплектами реверсивных вентильных преобразователей (реверсивных выпрямителей и ШИП, циклоконвертеров): *системы совместного управления*, когда вентильные комплекты управляются все время, и *системы раздельного управления*, когда вентильные комплекты управляются по очереди в соответствии полярностью полуволны выходного тока преобразователя.

12.2. МНОГОКАНАЛЬНАЯ СИНХРОННАЯ РАЗОМКНУТАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ «ВЕРТИКАЛЬНОГО» ТИПА

12.2.1. СТРУКТУРА СИСТЕМЫ

Функциональная блок-схема одного канала многоканальной системы управления преобразователями с естественной коммутацией (выпрямителями, зависимыми инверторами, вентильным комплектом непосредственного преобразователя частоты с фазовым регулированием с учетом особенности, приведенной ниже регулятором переменного напряжения с фазовым способом регулирования) показана на рис. 12.2.1.

Здесь ГОН – генератор *опорного напряжения* синусоидальной пилообразной (или специальной) формы с частотой, равной частоте переменного напряжения сети, сфазированный с опорным напряжением вентиля, управляемого от этого канала:

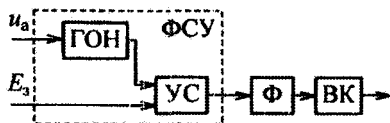


Рис. 12.2.1

E_3 – *сигнал задания*, определяющий угол регулирования α (в статике) или закон его изменения (в динамике);

УС – устройство сравнения, вырабатывающее сигнал на выходе в момент сравнения двух его входных сигналов;

Ф – формирователь «узкого» или «широкого» импульса управления;

ВК – выходной каскад в виде усилителя мощности и устройства гальванической развязки или согласования уровней напряжения системы управления и вентиля силовой схемы;

ФСУ – фазосмещающая часть схемы управления, в которой реализуется первое требование – регулирование фазы сигнала управления вентиляем.

Рассмотрим работу системы управления сначала для случая косинусоидальной формы опорного напряжения. Диаграммы сигналов канала управления построены на рис. 12.2.2. Если опорное напряжение сдвинуто на 90° от анодного напряжения вентиля, как показано на рисунке, то при отсутствии сигнала задания ($E_3 = 0$) фаза импульса управления вентилями будет $\alpha = 90^\circ$.

При этом среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю в соответствии с уравнением регулировочной характеристики выпрямителя (2.9.2), что рационально для выпрямителя и необходимо, как будет видно из дальнейшего, для системы управления непосредственным преобразователем частоты с фазовым регулированием. При изменении сигнала задания в пределах $\pm E_m$ опорного напряжения фаза импульса управления будет меняться в пределах $0 \dots 180^\circ$, что и требуется в соответствии с регулировочной характеристикой вентиляного преобразователя для работы его в выпрямительном режиме и режиме зависимого инвертирования. Поскольку регулирование фазы импульсов управления достигается здесь изменением по вертикали точки равенства напряжения задания с опорным напряжением, такой способ фазосмещения назван *вертикальным*.

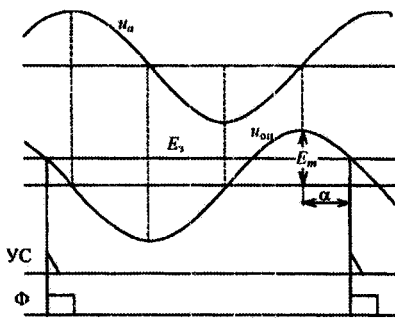


Рис. 12.2.2

12.2.2. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ

Установим зависимость среднего значения выпрямленного напряжения для выпрямителя на идеальных элементах от значения постоянного сигнала задания E_3 . Эта зависимость называется *пе-*

передаточной характеристикой преобразователя по каналу: вход системы управления – выход силовой схемы.

Исходя из условия равенства мгновенных значений опорного задающего напряжений в момент выработки импульса отпирающего можно записать

$$E_m \cos \alpha = E_3, \quad \alpha = \arccos \frac{E_3}{E_m}, \quad (12.2.1)$$

т.е. зависимость угла регулирования от напряжения задания имеет вид арккосинусоидальной функции (при постоянстве амплитуды опорного напряжения E_m).

Подставив значение α из (12.2.1) в уравнение регулировочной характеристики (2.9.2), получим искомую передаточную характеристику

$$C_p = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} = \cos \alpha = \cos \left(\arccos \frac{E_3}{E_m} \right) = \frac{E_3}{E_m}. \quad (12.2.2)$$

Таким образом, учитывая линейность передаточной характеристики вентильного преобразователя, представленной на рис. 12.2.3

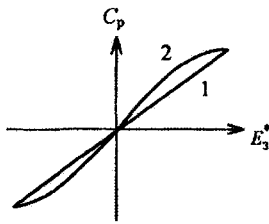


Рис. 12.2.3

прямой 1, его можно описать в терминах теории авторегулирования как линейное передаточное звено с коэффициентом передачи (усиления)

$$K = \frac{U_{d0}}{E_m}. \quad (12.2.3)$$

Но при косинусоидальной форме опорного напряжения ухудшается работа регулятора сравнения при значениях сигнала задания, близких $\pm E_m$. В этих зонах скорость изменения опорного напряжения мала и любая нестабильность работы регулятора сравнения даст большую ошибку в определении момента появления импульса управления. Поэтому достижимый диапазон регулирования угла α приходится ограничивать величиной $150 \dots 160^\circ$, что приводит к недоиспользованию мощности выпрямителя.

От указанного ограничения системы вертикального управления с косинусоидальной формой опорного напряжения свободна система управления с пилообразным опорным напряжением. Диаграммы работы такой системы построены на рис. 12.2.4. Нерабо-

чий участок пилы показан штриховой линией. Он может быть сокращен до нуля за счет расширения рабочего участка пилы вплоть до 360° .

Найдем уравнение передаточной характеристики выпрямителя в этом случае. Для момента выработки импульса управления из условия равенства мгновенных значений опорного и задающего напряжений можно записать

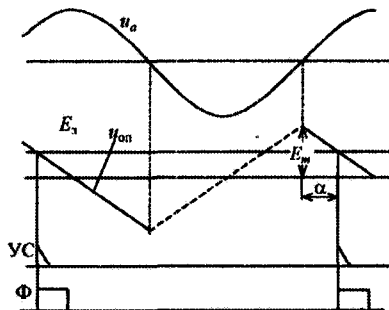


Рис. 12.2.4

$$E_m \left(1 - 2 \frac{\alpha}{\pi} \right) = E_3, \quad \alpha = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{E_3}{E_m} \right), \quad (12.2.4)$$

т.е. имеет место линейная зависимость угла регулирования α от напряжения задания. Подставив α из (12.2.4) в уравнение регулировочной характеристики (2.9.2), получим

$$C_p = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} \cos \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{E_3}{E_m} \right) = \sin \left(\frac{\pi E_3}{2 E_m} \right). \quad (12.2.5)$$

Передаточная характеристика здесь синусоидальная (кривая 2 на рис. 12.2.3). Первый ее квадрант соответствует выпрямительному режиму работы, а третий квадрант – режиму зависимого инвертирования. В силу ее нелинейности вентильный преобразователь может быть охарактеризован коэффициентом передачи (усиления) только для приращений («в малом»), который зависит от режима звена авторегулирования, т.е. значения E_3 :

$$K = \frac{\Delta U_{d\alpha}}{\Delta E_3} = \frac{dU_{d\alpha}}{dE_3} = \frac{\pi U_{d0}}{2 E_m} \cos \left(\frac{\pi E_3}{2 E_m} \right). \quad (12.2.6)$$

Особенности управления непосредственным преобразователем частоты (НПЧ) с естественной коммутацией и фазовым управлением (см. разд. 10.2) заключаются в следующем. Реверсивный вентильный преобразователь – основа НПЧ – имеет два вентильных комплекта ($ВК_1$ и $ВК_2$), которые управляются в противофазе. Поэтому и система управления НПЧ состоит из двух рассмотренных комплектов управления ($СУ_1$ и $СУ_2$) преобразователем. Они имеют противофазные модулирующие напряжения E_{m1} и E_{m2} от генератора модулирующего напряжения (ГМН), определяющего частоту и величину выходного напряжения НПЧ с помощью постоянных

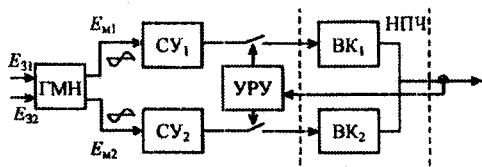


Рис. 12.2.5

сигналов задания на частоту и величину выходного напряжения E_{31} и E_{32} соответственно. Укрупненная структура такой системы управления показана на рис. 12.2.5, а диаграммы ее работы приведены на

рис. 12.2.6 для режима раздельного управления. Устройство раздельного управления (УРУ) подключает выходы СУ₁ или СУ₂ для управления вентильными комплектами ВК₁ и ВК₂ в соответствии полярностью полуволны выходного тока НПЧ. Выходы СУ₁ и СУ₂ условно представлены общими последовательностями импульсов управления, полученными путем совмещения опорных напряжений клапанов также на общей диаграмме.

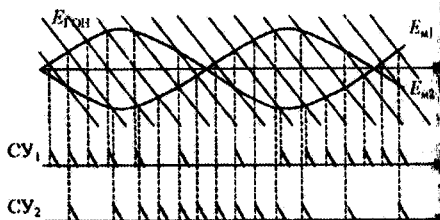


Рис. 12.2.6

В заключение этого раздела рассмотрим особенности работы вентиального преобразователя с естественной коммутацией при скачкообразном изменении напряжения задания (в динамике). На рис. 12.2.7 представлены временные диаграммы работы выпрямителя при скачкообразном изменении угла регулирования α в полном диапазоне: от 0 до 180° и обратно от 180° до 0. При скачке α от 0 до 180° осуществляется переход из выпрямительного режима работы в режим зависимого инвертирования. При этом проводят клапаны, связанные не с наиболее положительными фазами входного напряжения (до момента скачка) а с наиболее отрицательными, что характерно для режима зависимого инвертирования, при $\beta = 180^\circ - \alpha = 0$. Так как напряжение и

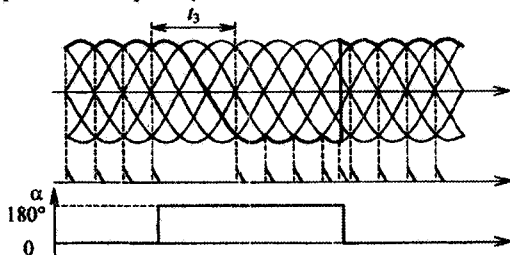


Рис. 12.2.7

аноде проводящего вентиля не может изменяться быстрее, чем со скоростью спада напряжения питающей сети, можно говорить о задержке на время t_3 момента появления на выходе вентиля преобразователя максимального отрицательного напряжения по сравнению с моментом скачка α .

В то же время коммутация тока с вентиля, связанного с отрицательным напряжением, на вентиль, связанный с положительным напряжением, всегда возможна в силу естественной коммутации. Поэтому скачок в задании угла регулирования α от 180° до 0 может быть отработан силовой схемой немедленно, без задержки, если по моменту скачка задания добавить импульс управления, не дожидаясь появления очередного импульса с углом $\alpha = 0$. Это различие динамических свойств вентильных преобразователей необходимо учитывать в системах управления реверсивными вентильными преобразователями, если возможны скачки напряжения задания при совместном управлении, приводящие к броскам динамического уравнительного тока [161].

12.3. ОДНОКАНАЛЬНАЯ СИНХРОННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ВЕРТИКАЛЬНОГО ТИПА

Недостаток многоканальной системы управления вертикального типа связан с наличием разброса значений фаз импульсов управления от канала к каналу из-за неидентичности характеристик каналов, выполненных на реальных элементах, параметры которых подвержены разбросу и дрейфу во времени и по температуре. От этого недостатка свободна одноканальная система управления, в которой импульсы управления всеми вентилями вырабатываются в общем канале при одинаковых условиях и затем распределяются по вентилям. Блок-схема одного из вариантов такой системы управления приведена на рис. 12.3.1.

Здесь генератор опорного напряжения имеет пилообразную форму, запускается по моментам, соответствующим точкам естественной коммутации трехфазной системы питающих напряжений, как показано на рис. 12.3.2. Длительность рабочего участка пилы опорного напряжения получается равной шестой части периода сетевого напряжения. Устройство сравнения вырабатывает на выходе импульсы в моменты сравнения опорного и задающего E_3 напряже-

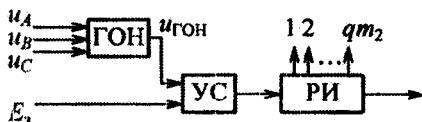


Рис. 12.3.1

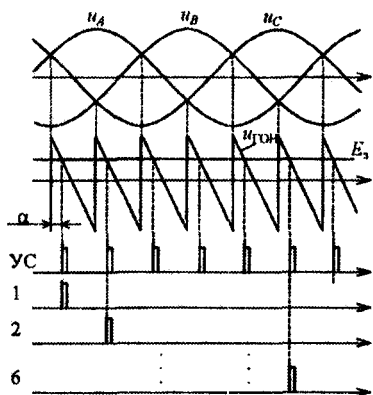


Рис. 12.3.2

ний. Частота этих импульсов здесь в шесть раз выше частоты сетевого напряжения. Распределитель импульсов (РИ) последовательно управляет эти импульсы поочередно в каждый из своих шести выходов так, что на каждом появляется один импульс за период сетевого напряжения (рис. 12.3.2).

Итак, очевидно, что искажения линейности пилы опорного напряжения и дрейф порога срабатывания устройства сравнения одинаково скажутся на фазе всех импульсов управления и не приведут

к разбросу значений угла регулирования от вентиля к вентилю.

Для расширения диапазона регулирования угла α , который в рассмотренном случае равен только 60° , необходимо последовательно включать несколько каскадов такой системы управления. Для этого импульсы управления с выхода устройства сравнения первого каскада запускают генератор опорного напряжения второго каскада системы управления. пилообразное напряжение этого генератора сравнивают в устройстве сравнения второго каскада с тем же напряжением задания, в результате чего получают новую последовательность импульсов шестикратной частоты по отношению к частоте сети, имеющую удвоенное значение фазы импульсов управления по сравнению с импульсами управления первого каскада системы. Затем они распределяются по вентилям, если достижимый при этом максимальный угол регулирования α в 120° достаточен для управления, или подаются в третий каскад системы, если необходимо регулирование α до 180° .

В связи с увеличением сложности структуры такой одноканальной системы управления ее реализацию рационально выполнять не в аппаратном, а в программном виде, т.е. в микропроцессоре.

12.4. ОДНОКАНАЛЬНАЯ АСИНХРОННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОГО СЛЕЖЕНИЯ

При вертикальном методе управления в разомкнутой системе с преобразователем на вентилях с неполным управлением среднее значение выпрямленного напряжения выпрямителя определялось в

функции задаваемого угла регулирования α по расчетному соотношению регулировочной характеристики (2.9.1):

$$U_{d\alpha} = \frac{qm_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{qm_2} U_2' \cos \alpha.$$

Но данное уравнение для идеального выпрямителя получено при следующих допущениях:

- напряжение питающей сети имеет синусоидальную форму с неизменной амплитудой;
- угол коммутации отсутствует, так как трансформатор идеальный;
- вентили идеальные;
- выпрямленный ток непрерывный.

В реальном выпрямителе имеют место отклонения от этих допущений, которые можно рассматривать как возмущения. Особенно заметно влияют два следующих возмущения: изменения напряжения питающей сети, прямо пропорционально изменяющие выпрямленное напряжение, и изменения нагрузки, приводящие к возникновению режима прерывистого тока в ней, когда резко меняется среднее значение выпрямленного напряжения (см. разд. 2.2 и 3.2). В результате и регулировочная, а вследствие этого и передаточная характеристики размываются в область неопределенности, как показано на рис. 12.4.1 для случая синусоидального опорного напряжения.

Ослабить или устранить указанный недостаток разомкнутого алгоритма управления вертикального типа можно двумя путями. Прежде всего используют принцип регулирования по возмущению. Для этого необходимо измерять каждое возмущение и вводить коррекцию в опорное напряжение или напряжение задания. Обычно таким способом нейтрализуют влияние изменения амплитуды напряжения питающей сети и реже – изменение нагрузки в режиме прерывистого тока. Другой принцип – это регулирование по отклонению, осуществляемое замыканием выпрямителя с системой управления по постоянной составляющей выпрямленного напряжения (тока). Но большая инерционность фильтра в цепи обратной связи, отделяющего постоянную составляющую от пульсаций выпрямленного напряжения, делает инерционным выпрямитель и затрудняет обеспечение его устойчивости.

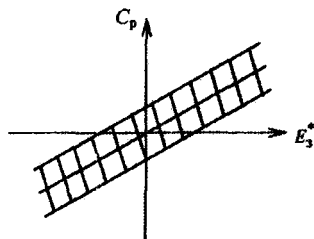


Рис. 12.4.1

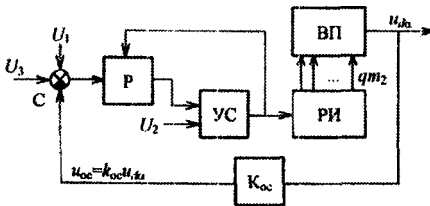


Рис. 12.4.2

Более радикальным решением для получения линейной передаточной характеристики выпрямителя является переход от алгоритма управления по разомкнутому принципу к алгоритмам управления по замкнутому принципу, т. е. к управлению по принципу слежения.

Блок-схема одноканальной асинхронной системы управления непрерывного слежения показана на рис. 12.4.2. Здесь новыми элементами являются регулятор (Р) (в простейшем случае типа интегрального) и цепь обратной связи, в простейшем случае представляющая собой резистивный делитель напряжения с коэффициентом передачи K_{oc} для получения сигнала обратной связи u_{oc} , пропорционального выпрямленному напряжению (току, если стоит задача регулировать выпрямленный ток). Два сигнала постоянного напряжения – U_1 и U_2 – предназначены, как будет показано ниже, для повышения устойчивости работы системы.

Идея управления по принципу слежения основана на обеспечении равенства среднего значения сигнала обратной связи, пропорционального выпрямленному напряжению, среднему значению напряжения задания на интервале между последней с углом α_n и очередной с углом управления α_{n+1} коммутациями в выпрямителе. Это и позволяет выпрямленному напряжению оперативно отслеживать изменение напряжения задания. Формальная запись равенства указанных средних значений приводит к следующему выражению для определения момента включения очередного вентиля α_{n+1} :

$$\left(\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1} - \alpha_n \right)^{-1} \int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} K_{oc} u_{d\alpha} d\vartheta =$$

$$= \left(\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1} - \alpha_n \right)^{-1} \int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} u_s d\vartheta. \quad (12.4.1)$$

Объединяя интегралы, получаем

$$\frac{2\pi + \alpha_{n+1}}{qm_2} \int_{\alpha_n} (K_{oc} u_{d\alpha} - U_3) d\vartheta = 0. \quad (12.4.2)$$

Из этого выражения вытекает алгоритм работы системы управления, а именно: из сигнала обратной связи необходимо вычлест сигнал задания, результат проинтегрировать и в момент равенства интеграла нулю выработать очередной импульс управления. Эта структура и была представлена на рис. 12.4.2. Диаграммы ее работы для случая трехфазного выпрямителя приведены на рис. 12.4.3.

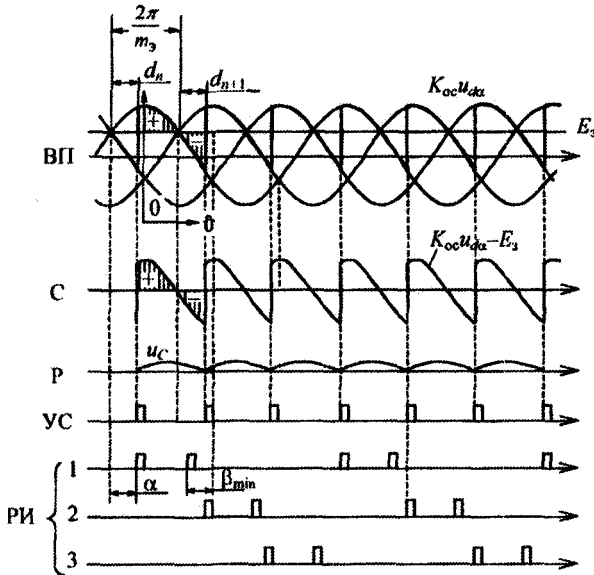


Рис. 12.4.3

Поскольку в установившемся режиме $\alpha_{n+1} = \alpha_n$, при добавлении сигналов постоянного напряжения U_1 и U_2 выражение (12.4.2) преобразуется к такому виду:

$$\frac{2\pi + \alpha}{m_2} \int_{\alpha} (K_{oc} u_{d\alpha} - U_3 - U_1) d\vartheta = -U_2. \quad (12.4.3)$$

Для того чтобы равенство (12.4.2) не нарушалось, соотношения между напряжениями U_1 и U_2 , как это следует из (12.4.3), должны иметь вид

$$\frac{2\pi}{\omega t_2} U_1 = U_2. \quad (12.4.4)$$

Из соотношений (12.4.2) и (12.4.3) при $U_3 = 0$ и выключенных вентилях выпрямителя ($u_{d\alpha} = 0$) вытекает, что система управления, интегрируя постоянное напряжение U_1 , генерирует пилообразное напряжение (левая часть уравнения), которое в моменты сравнения с напряжением U_2 (правая часть уравнения) генерирует импульсы управления аналогично одноканальной вертикальной системе управления. Этими же импульсами необходимо обеспечить возврат интегратора (И) в исходное (нулевое) состояние после каждого срабатывания устройства сравнения, как показано штриховой линией на рис. 12.4.2. Это позволяет проверять работу системы при выключенной силовой схеме преобразователя, облегчает ее включение и повышает устойчивость работы.

Асинхронная одноканальная система управления с фазовой автоподстройкой частоты. Второй вариант асинхронной системы управления, основанный на использовании автоколебательного

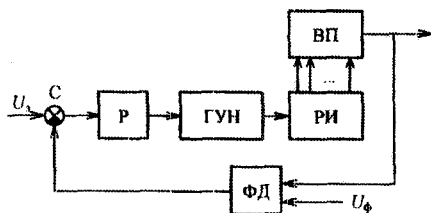


Рис. 12.4.4

генератора импульсов, управляемого по частоте (а значит, и фазе) напряжением (ГУН), показан на рис. 12.4.4. Здесь фазовый детектор (ФД) формирует сигнал ошибки, определяемый разностью фаз двух сигналов: заданного U_ϕ и на выходе вентильного преобразователя. Такими сигналами с

фазовой информацией могут быть заданное и фактическое время, предоставляемое на восстановление управляющих свойств тиристорного зависимого инвертора, или резонансная и фактическая частоты напряжений резонансного инвертора и т.п.

В простейшем случае на вход сумматора (С) подаются сигнал задания $U_з$, определяющий среднее значение выходного напряжения выпрямителя, и фактическая величина этого напряжения.

12.5. ОСОБЕННОСТЬ УПРАВЛЕНИЯ «УЗКИМ» ИМПУЛЬСОМ ТРЕХФАЗНОЙ МОСТОВОЙ СХЕМОЙ ВЕНТИЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Рассматриваемая ниже особенность управления трехфазной мостовой схемой присуща только системам управления, работающим с «узким» отпирающим импульсом, и связана с тем, что моменты включения вентилей катодной и анодной групп сдвинуты во времени на одну шестую часть периода питающего напряжения. Так как для протекания тока нагрузки необходима одновременная работа одного вентиля катодной и одного вентиля анодной групп, при узком отпирающем импульсе (длительностью меньше 60°) невозможно произвести первое включение вентиляльного преобразователя, а также гарантировать работу в зоне прерывистых токов нагрузки, где преобразователь каждый раз включается как бы впервые (на нулевой ток нагрузки).

В целях обеспечения указанных режимов работы вентиляльного преобразователя при управлении «узким» импульсом применяют дублирование отпирающего импульса для очередного вентиля катодной (анодной) группы на предшествующий по очередности работы вентиль анодной (катодной) группы. На диаграммах импульсов отпирания (рис. 12.5.1) основной импульс показан сплошной линией, дублирующий – штриховой, стрелка означает, из какого канала в какой необходимо направить дублирующий импульс.

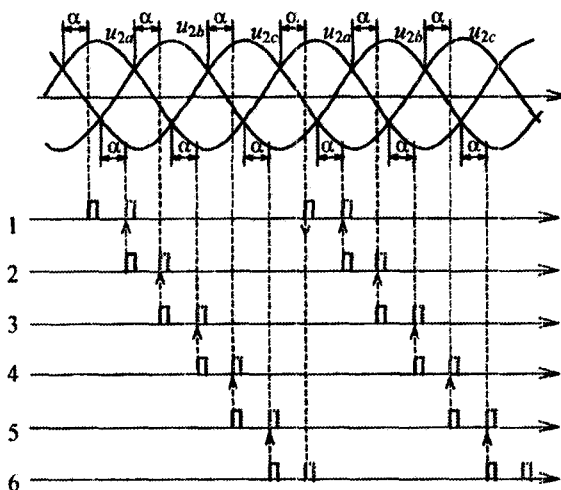


Рис. 12.5.1

рисунка видно, что дублирующие импульсы приходят на вентили после основных, и если клапан уже вступил в работу, то появление дублирующего импульса никак не скажется.

В то же время одномоментное наличие отпирающих импульсов на клапане катодной и на клапане анодной групп гарантирует включение клапанного преобразователя и его работу в области прерывистых токов.

Вместо дублирования импульсов отпираания можно подгрузить катодную и анодную группы моста балластными сопротивлениями R_6 . При этом клапаны одной группы получают возможность проводить ток независимо от состояния проводимости клапанов другой, но такая мера приведет к потерям активной мощности, искажению формы регулировочной характеристики вследствие расширения зоны прерывистых токов клапанного преобразователя.

12.6. ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

12.6.1. СИСТЕМЫ С ВЕРТИКАЛЬНЫМ СПОСОБОМ УПРАВЛЕНИЯ

Широтно-импульсное регулирование выходного напряжения (тока) преобразователей на клапанах с полным управлением при-
сутствует следующим видам преобразователей:

- постоянного напряжения в постоянное (см. разд. 7.1 и 7.2);
- постоянного напряжения в переменное (автономным инверторам тока и напряжения – см. разд. 8.1 и 8.3);
- регуляторам переменного напряжения в переменное (см. гл. 9);
- непосредственным преобразователям частоты с циклическим управлением или с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы (см. разд. 10.2 и 10.3).

По сути дела, при широтно-импульсном регулировании постоянного или переменного напряжений необходимо изменять соотношения длительностей проводимости двух клапанов, сохраняя сумму этих двух длительностей неизменной или регулируемой. Фактически это означает, что система управления должна обеспечить сдвиг фазы импульсов одной последовательности относительно импульсов другой последовательности с той же частотой следования (постоянной или регулируемой). Первым очевидным после изучения разд. 12.3 решением этой задачи является использование вертикального метода управления. При этом из определе-

ния вида систем управления опускается в общем случае понятие «синхронная», так как для преобразователя постоянного напряжения в постоянное синхронизировать управление не с чем.

Для определения вида передаточной характеристики преобразователя постоянного напряжения в постоянное с ШИР необходимо учесть линейность регулировочных характеристик таких широтно-импульсных преобразователей в соответствии с (7.1.1) и (7.1.2) для однополярной и двуполярной модуляций. С другой стороны, зависимость относительной длительности импульсов управления от сигнала задания при вертикальном методе управления имеет линейный характер при пилообразной форме опорного напряжения и синусоидальной – при гармонической. Тогда очевидно, что передаточная характеристика ШИП на идеальных элементах будет линейной при пилообразной форме опорного напряжения и синусоидальной – при гармонической.

Таким образом, здесь зависимость передаточной характеристики ШИП от формы опорного напряжения получилась обратной по сравнению с этой зависимостью управляемого выпрямителя, представленной на рис. 12.2.3. Структура системы управления ШИП очевидна (рис. 12.6.1, а), диаграммы ее работы приведены на рис. 12.6.1, б для случая однополярной ШИР, реализуемой в схемах транзисторных ШИП (см. рис. 7.1.2, 7.1.4, 7.1.6). Так как транзистор требует наличия широкого импульса управления (на все время своей проводимости), теперь устройство сравнения должно фиксировать не просто момент сравнения входных сигналов, а все время превышения одного сигнала над другим. Вид пилы опорного напряжения определяет характер широтно-импульсного регулирования: регулирование положения переднего фронта импульса при нарастающей пиле, заднего фронта – при спадающей пиле, обоих фронтов – при симметричной (треугольной) пиле. При этом импульс K_1 обеспечивает управление транзистором, формирующим

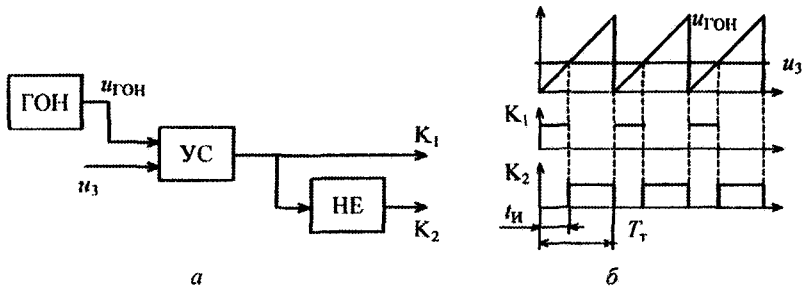


Рис. 12.6.1

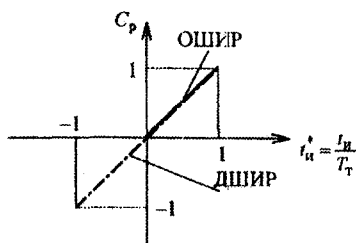


Рис. 12.6.2

пульсе однополярной ШИР (ОШИР) на нагрузке регулировочная характеристика будет лежать в третьем квадранте. Для получения регулировочной характеристики при двухполярной ШИР-ДШИР (см. рис. 7.1.1, б), проходящей через первый и третий квадранты (штриховая линия на рис. 12.6.2), опорное напряжение, очевидно, должно быть двухполярным.

Регулятор переменного напряжения с ШИР (см. разд. 9.4) будет иметь также линейные регулировочную и передаточную характеристики, поскольку частота коммутации при ШИР обычно более чем на два порядка превышает частоту напряжения питающей сети и отдельные импульсы в кривой напряжения можно практически принять как прямоугольные, как и в рассмотренном выше случае.

Регуляторы переменного напряжения повышающе-понижающего типов будут иметь передаточные характеристики, подобные их регулировочным характеристикам, так как в вертикальной системе управления с пилообразным опорным напряжением относительная длительность импульсов управления пропорциональна его напряжению. Подобным образом обстоит дело и с передаточной характеристикой в повышающе-понижающем непосредственном преобразователе частоты.

Наконец, в непосредственном преобразователе частоты с циклическим методом формирования выходного напряжения передаточная характеристика будет нелинейной и зависящей от выходной частоты. Это связано с тем, что частота коммутации при однократном ШИР сравнима с частотой напряжения питающей сети, так как только ее превышение над частотой сети определяет частоту выходного напряжения. В результате отдельные импульсы в кривой выходного напряжения промодулированы кривой питающего напряжения и мало похожи на прямоугольные.

Структуры систем управления обоими рассмотренными выше непосредственными преобразователями частоты подобны. Обобщенная структура системы управления ими показана на рис. 12.6.3.

импульс напряжения на нагрузке, импульс K_2 — управление транзистором, формирующим нулевую паузу напряжения на нагрузке (для схемы, приведенной на рис. 7.1.2 импульс K_2 не требуется).

Здесь регулировочная характеристика ШИР будет лежать в первом квадранте, как показано на рис. 12.6.2. При отрицательном им-

Здесь генератор опорного напряжения пилообразной формы регулируется по частоте первым сигналом задания U_{s1} . Второй сигнал задания U_{s2} сравнивается в устройстве сравнения с опорным напряжением и формирует импульсы на включение вентилей,

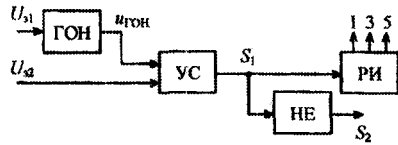


Рис. 12.6.3

через которые напряжение сети прикладывается к нагрузке. Распределяются эти импульсы из общего канала по трем вентилям одной выходной фазы преобразователя с помощью распределителя импульсов. Временные диаграммы этих импульсов управления для вентиляей построены на

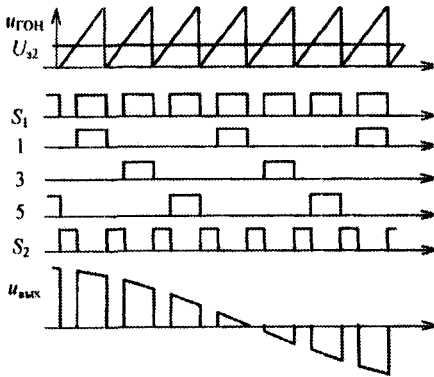


Рис. 12.6.4

рис. 12.6.4 для преобразователя, выполненного по схеме, приведенной на рис. 10.2.1. Последовательность импульсов S_2 , полученную инверсией последовательности S_1 , используют для включения вентиляей, связанных в разных выходных фазах преобразователя, с одной и той же фазой питающей сети. Это обеспечивает формирование нулевой паузы в напряжении выхода за счет замыкания между собой всех трех фаз нагрузки.

Идеализированная кривая выходного напряжения преобразователя приведена на последней диаграмме (сравните с реальной кривой на второй диаграмме рис. 10.2.2).

12.6.2. СИСТЕМЫ СО СЛЕДЯЩИМ СПОСОБОМ УПРАВЛЕНИЯ

В системах управления, выполненных на принципе слежения, во-первых, имеется цепь обратной связи по той выходной координате вентиляного преобразователя, по которой ведется слежение за заданием (напряжения, тока, мощности), и, во-вторых, отсутствует генератор опорного напряжения, синхронизированного каким-то внешним сигналом (сеть, таймер). Знакомство с такими системами лучше начинать с рассмотрения управления преобразователя постоянного напряжения в постоянное, т.е. ШИП (см. разд. 7.1).

Блок-схема системы управления простейшим ШИП (см. рис. 7.1.2) со слежением за выходным напряжением приведена на рис. 12.6.5. Она содержит сумматор (С) сигнала задания и сигнала обратной связи u_{oc} , пропорционального мгновенному значению выходного напряжения ШИП с коэффициентом пропорциональности K_{oc} , интегратор (И), релейный элемент (РЭ), характеристика вход-выход которого изображена над ним. На временных диаграммах работы системы управления (рис. 12.6.6) показаны: сигнал обратной связи и задания на первой, их разность – на второй, интеграл разности – на третьей, выходной сигнал релейного элемента, управляющий ключом ШИП, – на четвертой.

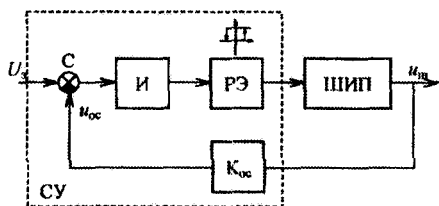


Рис. 12.6.5

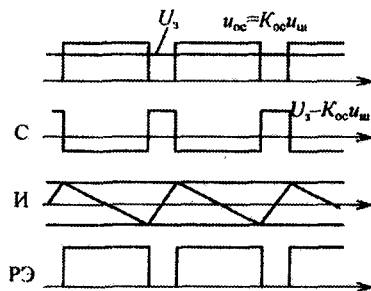


Рис. 12.6.6

При изменении сигнала задания u_3 будет изменяться не только скважность импульсов на нагрузке, но и частота их следования. Составив дифференциальные уравнения для сигнала реального интегратора с постоянной времени интегрирования τ для двух интервалов и решив их, припасовав решения в точке разрыва, получим следующие соотношения для относительной длительности периода автоколебаний $T_T^* = T_T / \tau$:

при однополярной модуляции

$$T_T^* = \ln \frac{(1 - C_p + U_n^*) (C_p + U_n^*)}{(1 - C_p - U_n^*) (C_p - U_n^*)}, \quad (12.6.1)$$

при двухполярной модуляции

$$T_T^* = \ln \frac{(1 - C_p + U_n^*) (1 + C_p + U_n^*)}{(1 - C_p - U_n^*) (1 + C_p - U_n^*)}, \quad (12.6.2)$$

где $C_p = U_3 / K_{oc} U_{вх}$ – заданная степень регулирования выходного напряжения; $U_{п}^* = U_{п} / K_{oc} U_{вх}$ – относительная величина порога срабатывания релейного элемента. Графики этих зависимостей построены на рис. 12.6.7 (сплошная линия – двухполярное сложение, штриховая – однополярное).

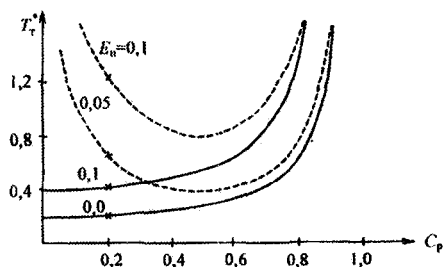


Рис. 12.6.7

Если изменение частоты коммутации при регулировании выходного напряжения по каким-то причинам нежелательно, то ее можно стабилизировать, изменяя соответствующим образом напряжение порога релейного элемента. Эти законы изменения $U_{п}^*$ можно найти из решения уравнений (12.6.1) или (12.6.2).

Другая возможность фиксирования частоты коммутации при использовании следящего управления – это переход от *релейного слежения* к непрерывному (по сути, релейно-импульсному). При этом один из моментов переключения ШИП задается от генератора фиксированной частоты, а второй момент определяется срабатыванием релейного элемента. Очевидно, что в этом случае будут отслеживаться или максимальные (однопозиционные) значения сигнала интегратора, или минимальные, что может потребоваться при слежении за выходным током ШИП.

Таким образом, следящий метод управления позволяет воспроизводить сигнал задания на выходе преобразователей на вентилях с полным управлением не только по средним по тактам значениям выходной координаты, но и при слежении за выходным током, формировать его заданные экстремальные значения.

Рассмотренный метод следящего управления можно применить и к другим указанным выше типам преобразователей с ШИР, кроме непосредственного преобразователя частоты с циклическим управлением. Там изменение частоты импульсов при ШИР, вызванное регулированием скважности (величины выходного напряжения) недопустимо, так как это приведет к изменению частоты выходного напряжения без побуждения к этому по каналу регулирования частоты.

12.7. ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ НА ВЕНТИЛЯХ С ПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ПРИ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Наиболее распространенным типом преобразовательной ячейки, использующей синусоидальную широтно-импульсную модуляцию, является ячейка инвертора напряжения. Ее универсальность подтверждается тем обстоятельством, что помимо использования этой ячейки по своему прямому назначению – как преобразователя постоянного напряжения в переменное, она еще работает как:

- преобразователь переменного напряжения в постоянное – обращенный режим работы инвертора напряжения (см. п. 3.11.3);
- устройство реактивной вольтодобавки в регуляторах переменного напряжения с вольтодобавкой (см. разд. 9.3);
- однофазный инвертор напряжения с нулевой выходной частотой для получения реверсивного широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения в постоянное;
- повышающе-понижающий непосредственный преобразователь частоты при замене в инверторе напряжения обратных диодов на полностью управляемые вентили (см. разд. 10.3);
- ячейка непосредственного преобразователя частоты трехфазно-трехфазного напряжения (см. разд. 13.7);
- активный фильтр гармоник напряжения или (и) тока нагрузки (см. гл. 11);
- источник прямоугольного напряжения, питающий резонансные LC -цепи в автономных резонансных инверторах (см. п. 8.2.2).

Такое разнообразие применения ячейки инвертора напряжения породило множество способов управления им [21, 155, 168]. Мы рассмотрим структуры систем управления трех наиболее распространенных направлений их построения:

- вертикального управления с формированием фазных напряжений трехфазного инвертора;
- вертикального управления с формированием компонент обобщенного вектора напряжения;
- следящего управления по фазным переменным.

12.7.1. СИСТЕМЫ ВЕРТИКАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ С ФОРМИРОВАНИЕМ ФАЗНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА

Алгоритм формирования фазных напряжений в трехфазном инверторе рассмотрен в п. 8.3.2. и представлен на временных диаграммах рис. 8.3.14. Он заключается в управлении одними вентилями фаз инвертора по интервалам превышения опорного напряжения треугольной формы (для получения двусторонней модуляции) над соответствующим фазным синусоидальным модулирующим напряжением и другими вентилями тех же фаз инвертора – по интервалам, заполняющим паузы.

Реализация такого алгоритма обеспечивается в базовой структуре вертикальной системы управления (рис. 12.7.1). Здесь трех-

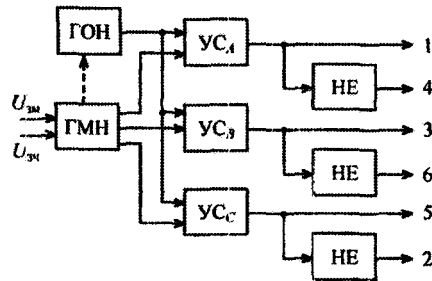


Рис. 12.7.1

фазный генератор модулирующего напряжения (ГМН) синусоидальной формы имеет два задающих входных сигнала. Первый сигнал задания $U_{зч}$ определяет частоту модулирующего напряжения, а значит, и частоту выходного напряжения инвертора, второй сигнал задания $U_{зм}$ – глубину модуляции длительностей импульсов в такте ШИМ и, значит, величину первой гармоники выходного напряжения инвертора. Генератор опорного напряжения (ГОН) симметричной треугольной формы имеет частоту, определяющую частоту коммутации при ШИМ. При малых кратностях коммутации, т.е. малых значениях (15 и меньше) отношения частоты опорного напряжения к частоте модулирующего напряжения K_c , используют кратные (трем) отношения указанных частот, синхронизируя опорное и модулирующие напряжения, (штриховая линия – связь двух генераторов). Это устраняет субгармоники в кривых фазных напряжениях инвертора (см. разд. 8.3). Устройства сравнения в каждом канале дают импульсы управления для соответствующих вентилях катодной группы инвертора (рис. 8.3.11), а импульсы управления для вентилях анодной группы инвертора получают на выходах схем инверсии (схемы НЕ). Это обеспечивает так называемый режим 180-градусного управления вентилями, что приводит к независимости формы выходного напряжения инвертора от вида и парамет-

ров нагрузки, так как исключается режим прерывистого тока. Устройства, обеспечивающие введение «мертвой» паузы между импульсами управления транзисторами одного плеча инвертора (см. п. 8.3.1), на схеме не показаны.

Отметим, что в силу линейности передаточной характеристики ячеек фаз инвертора напряжения по постоянному напряжению (см. п. 12.6.1) такая ячейка с вертикальной системой управления способна воспроизводить на выходе любую кривую модулирующего напряжения, что используется, в частности, для управления активными фильтрами, формирующими сложные кривые «противоискажений» токов и напряжений, как было показано в разд. 11.2.

Возможны несколько вариантов модернизации рассмотренного классического алгоритма синусоидальной ШИМ в системе вертикального управления и ее аппаратной реализации с аналоговыми сигналами. Основными блоками такой системы являются интеграторы и компараторы (устройства сравнения), а сама процедура выработки импульса управления по моменту сравнения непрерывно меняющихся аналоговых сигналов получила название *естественной выборки* (Natural Sampling – NS).

Дискретизация и квантование сигналов. Первая модернизация алгоритма связана с переходом от непрерывных к квантованным по уровню и времени сигналам. Хотя и этот вариант алгоритма может быть реализован аппаратно поблочно, обычно его применяют при переходе к цифровой обработке сигналов, реализуемой средствами микропроцессорной техники.

Нашли применение два варианта квантования по уровню непрерывного модулирующего сигнала синусоидальной формы.

В первом варианте непрерывный модулирующий сигнал представляется ступенчатой функцией с длительностью ступени, равной длительности такта при ШИМ, и с величиной ступени, равной значению модулирующего сигнала в моменты начала такта. Этот вариант получил название *симметричной регуляторной выборки* (Symmetrical Regular Sampling – SRS). Диаграммы сравниваемых сигналов и вырабатываемых импульсов управления построены на рис. 12.7.2. Здесь обеспечивается симметричная двусторонняя ШИМ, что улучшает гармонический состав напряжения инвертора, но несколько ухудшает динамику управления, так как отработка изменения модулирующего напряжения возможна с задержкой на такт.

Во втором варианте непрерывный модулирующий сигнал представляется ступенчатой функцией с длительностью ступени, равной длительности половины такта при ШИМ, и с величиной ступени

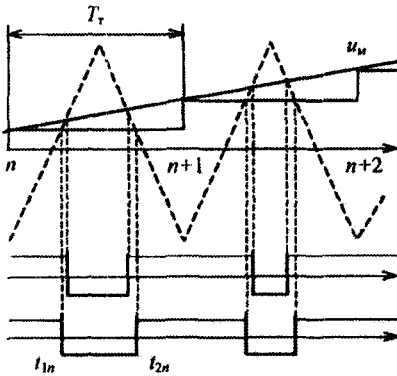


Рис. 12.7.2

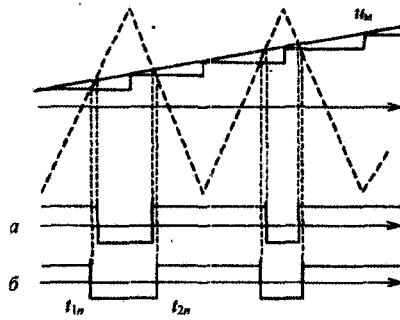


Рис. 12.7.3

пени, равной значению модулирующего сигнала в моменты начала полутактов (начало такта и начало второй половины такта). Этот вариант получил название *асимметричной регулярной выборки* (Asymmetrical Regular Sampling – ARS). Диаграммы сравниваемых сигналов и вырабатываемых импульсов управления при классическом (а) и рассматриваемом (б) алгоритмах управления показаны на рис. 12.7.3. Здесь лучше динамика по сравнению с алгоритмом SRS, но несколько хуже качество выходного напряжения из-за несимметричной двухсторонней ШИМ.

При цифровой обработке сигналов генератор пилообразного опорного напряжения заменяется реверсивным счетчиком, модулирующий сигнал – схемой выборки-запоминания и аналогового-цифровым преобразователем, если задание – непрерывный сигнал, или программой генерации кодов чисел модулирующего сигнала, если модулирующий сигнал вырабатывается цифровым устройством или микропроцессором. Компаратор реализуется сравнением кодов числа счетчика-таймера и кода модулирующего сигнала u_m^* относительно амплитуды опорного сигнала. В случае микропроцессорного управления моменты выработки импульсов управления можно просто вычислять в реальном масштабе времени и для SRS они равны

$$t_{1n} = \frac{T_T}{4} \left[1 + u_m^*(nT_T) \right], \quad (12.7.1)$$

$$t_{2n} = \frac{T_T}{4} \left[1 - u_m^*(nT_T) \right] + \frac{T_T}{2}. \quad (12.7.2)$$

ШИМ с модуляцией частоты коммутации по случайному закону. Рассмотренные алгоритмы управления с синусоидальной ШИМ характеризовались неизменной частотой тактов в течение периода выходного напряжения инвертора. Спектры выходных напряжения и тока инвертора в этом случае имеют линейчатый характер, когда энергия искажения процесса сосредоточена на ряде гармоник фиксированной частоты, расположенных вокруг частоты тактов и кратных ей гармоник, как показано на рис. 12.7.4. При питании от инвертора напряжения машин переменного тока эти гармоники создают в машине повышенный акустический шум из-за эффекта магнитострикции и возможного механического резонанса элементов конструкции машины. Чтобы уменьшить энергию отдельных гармоник необходимо «размазать» спектр, распределив энергию искажения практически непрерывно по частотам. Для этого частоту опорной пилы, вырабатываемой обычно интегрированием постоянного сигнала, модулируют добавлением к указанному постоянному сигналу случайного сигнала с математическим ожиданием, равным нулю. При этом среднее количество коммутаций за период выходного напряжения не изменяется и нагрузка вентиля сохраняется в среднем, но процесс становится непериодическим или квазипериодическим. В результате спектр u_k напряжения инвертора размывается с уменьшенной удельной энергией дискретных частот, как показывает рис. 12.7.5. Но такой спектр может оказаться неблагоприятным или неприемлемым по индуцируемым (излучаемым) электромагнитным помехам для электронных устройств, работающих с частотой процессов, расположенных в излучаемом диапазоне частот инвертора.

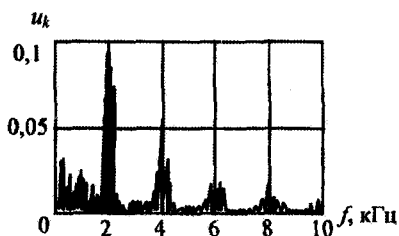


Рис. 12.7.4

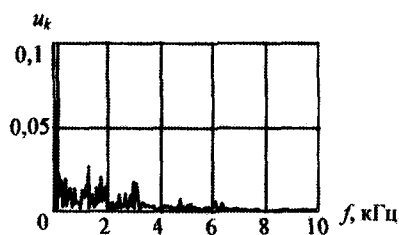


Рис. 12.7.5

ШИМ с увеличенным выходом первой гармоники. Классическая синусоидальная ШИМ при вертикальном алгоритме управления характеризуется неполным использованием напряжения источника постоянного напряжения, т.е. неоптимальным коэффици-

ентом преобразования по напряжению. Амплитуда первой гармоники фазного напряжения трехфазного инвертора напряжения при полной модуляции, очевидно, равна половине напряжения входного источника, а амплитуда первой гармоники линейного напряжения при этом в $\sqrt{3}$ больше, т.е.

$$U_{\text{вых}(1)m}^* = \frac{U_{\text{вых}(1)m}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{2}\sqrt{3} = 0,866. \quad (12.7.3)$$

Физически это связано с тем, что максимальная ширина импульсов по отношению к длительности такта в кривой линейного напряжения не может превосходить значения $\sin\pi/3$, так как модулирующие напряжения двух соседних плеч моста сдвинуты по фазе не на π , а только на $2\pi/3$. Для увеличения предельной разницы между модулирующими сигналами соседних плеч моста, сдвинутыми на треть периода, необходимо их так деформировать, чтобы эта разница между ними достигла значения двойной амплитуды сигналов (а не $\sqrt{3}$), а спектр фазного напряжения практически не исказился. Это можно сделать, если к модулирующим синусоидальным сигналам фаз добавить сигнал необходимой формы, одинаково изменяющий результирующие модулирующие напряжения для всех фаз и не вносящий искажения в спектры фазных напряжений. Добавление любого сигнала тройной частоты по отношению к частоте первой гармоники выходного напряжения удовлетворяет указанным требованиям к этому сигналу. Эффективность сигнала по отношению к увеличению коэффициента преобразования инвертора по напряжению будет зависеть от его формы. На рис. 12.7.6 приведен наиболее простой случай добавочного сигнала – синусоида тройной частоты (вторая диаграмма). На третьей диаграмме показано результирующее модулирующее напряжение одной фазы.

Нетрудно убедиться в том, что в случае амплитуды дополнительного сигнала, равной 25 % от амплитуды основного сигнала $U_{\text{вых}(1)m}^*$ достигает значения $0,577\sqrt{3}$, т.е. имеет место увеличение первой гармоники на 13 %

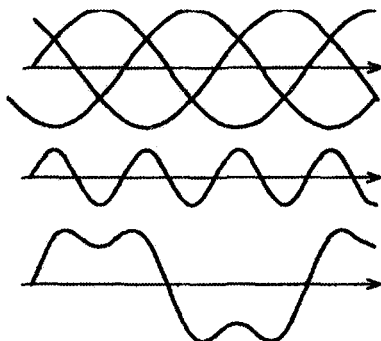


Рис. 12.7.6

по сравнению с синусоидальным сигналом (для прямоугольного сигнала $U_{\text{вых}(1),m}^* = 0,635\sqrt{3}$).

При соединении нагрузки инвертора в звезду без нулевого провода в фазных напряжениях не могут присутствовать гармоники тройной частоты, образующие сигнал нулевой последовательности, каким, по сути, и является дополнительный сигнал к модулирующему напряжению. Спектры фазных напряжений инвертора при этом не искажаются.

Возможно и другое решение указанной проблемы. Как известно, причиной ограничения диапазона изменения выходного напряжения инвертора является смещение середины импульса на нагрузке относительно середины интервала дискретности, изменяющегося с частотой третьей гармоники и амплитудой, пропорциональной глубине модуляции. Введение в модулирующий сигнал третьей гармоники, как было показано выше, усложняет систему, так как требует формирования третьей гармоники модулирующего напряжения и поддержания точного соотношения амплитуд первой гармоники и третьей.

На основании положений [21] при участии В. И. Попова разработан новый способ повышения выхода первой гармоники при сохранении линейности регулирования первой гармоники фазного и линейного выходных напряжений с дополнительным уменьшением числа коммутаций.

С этой целью осуществляется формирование не фазного, как обычно, а линейного напряжения на нагрузке. При этом формируется непосредственно линейное напряжение в двух фазах нагрузки на интервале $\pi/3$ выходного напряжения, а в третьей фазе напряжение получается как сумма двух первых, т. е. в двух фазах идет активное формирование кривой выходного напряжения, а в третьей – пассивное. Через одну шестую периода выходного напряжения фазы циклически переставляются: одна пассивная фаза становится активной, а активная – пассивной.

Эпюры напряжений, поясняющие принцип работы, приведены на рис. 12.7.7.

Период выходного напряжения инвертора разбивается на шесть интервалов. Здесь изображена трехфазная система модулирующих напряжений для формирования линейных напряжений инвертора. На каждом из шести участков формируются два отрезка модулирующих синусоид, обозначенных буквами M и N . Эти напряжения сравниваются с однополярным пилообразным опорным напряжением.

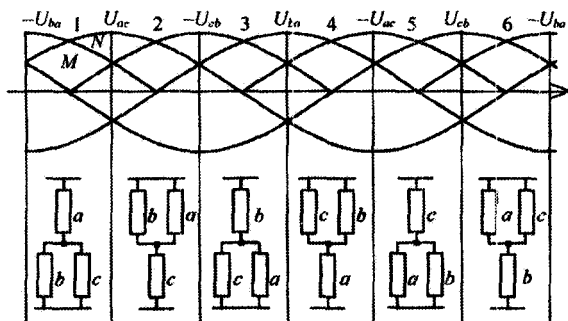


Рис. 12.7.7

ем, и в блоках сравнения вырабатываются импульсы управления ключами, которые затем распределяются по ключам инвертора.

Рассмотрение принципа управления начнем с определения возможных комбинаций фаз нагрузки. В соответствии с рис. 12.7.7 можно выделить шесть таких состояний. В каждом из них одна фаза нагрузки (пассивная) на одну шестую периода подключается либо к положительному полюсу источника питания, либо к отрицательному. Две другие (активные) в соответствии с вырабатываемыми импульсами управления в устройстве сравнения подключаются либо к положительному, либо к отрицательному полюсу источника питания. Так, на интервале 1 фаза a нагрузки подключена к положительной шине источника, а фаза b в соответствии с модулирующим напряжением M – попеременно то к плюсу, то к минусу входного источника питания. Фаза c управляется модулирующим напряжением N . Таким образом, на этом интервале формируются линейные напряжения U_{ba} и U_{ac} . На втором интервале пассивной становится фаза c , с помощью ключа K_5 эта фаза подключена к минусу источника питания. На этом интервале происходит формирование линейных напряжений U_{ac} и U_{cb} , далее процессы в силовой схеме повторяются.

Система управления инвертором напряжения (рис. 12.7.8) содержит следующие узлы: ГОН – генератор опорного напряжения пилообразной формы, ГМН- N и ГМН- M – генераторы модулирующего напряжения, УС- N и УС- M – устройства сравнения, в которых вырабатываются импульсы управления активных фаз инвертора. Распределитель импульсов, содержащий стандартные элементы ИЛИ, И, выполняет распределение импульсов по интервалам. Работа распределителя синхронизирована фазами генератора модулирующего напряжения.

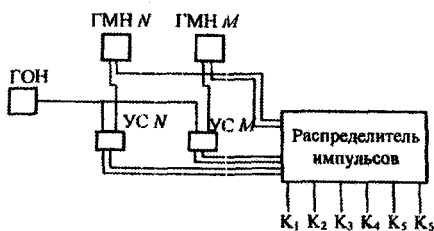


Рис. 12.7.8

В результате моделирования процессов в инверторе с помощью программы Pcus-PagGraph были получены осциллограммы напряжений и токов в схеме (рис. 12.7.9), подтверждающей улучшение качества электромагнитных процессов в новом способе (а) по сравнению с известным (б).

Данный способ формирования линейного напряжения по сравнению с введением третьей гармоники имеет еще одно положительное качество: снижение на 1/3 числа коммутаций, так как в формировании выходного напряжения участвуют поочередно только две фазы. Здесь представлены линейное напряжение, фазные и входной токи инвертора при двух способах управления при условии равного числа коммутаций за период.

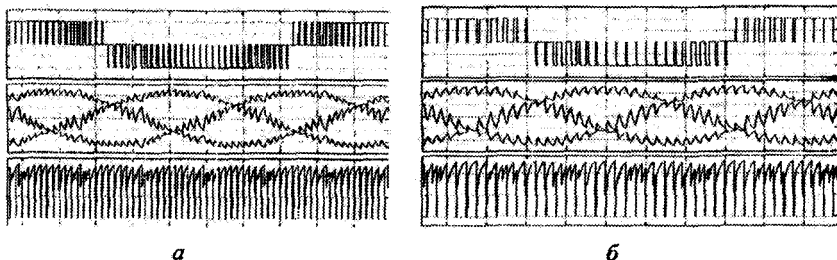


Рис 12.7.9

Было установлено, что при формировании линейных напряжений при условии одинаковой частоты коммутации коэффициент гармоник выходного тока улучшается на 23,5 % и входного тока — на 9,2 % при полной модуляции по сравнению со способом с введением третьей гармоники, который на сегодня получил всеобщее распространение в России, но защищен зарубежным патентом.

Таким образом, управление инвертором напряжения имеет следующие особенности:

1. Максимизация выхода первой гармоники выходного напряжения инвертора достигается за счет целенаправленного «искажения» модулирующего синусоидального сигнала системы управления (добавление третьей гармоники, замена на трапецидальную форму, переход к управлению по обобщенному вектору (см. следующий раздел) или формированием линейного напряжения).

2. Линеаризация регулировочной характеристики инвертора достигается или программной коррекцией закона ШИМ, или использованием следящих методов управления (см. п. 12.7.3).

3. Устранение субгармоник в выходном напряжении инвертора обеспечивается синхронизацией частоты коммутации с частотой модуляции, ослабление гармоник – модуляцией частоты коммутации по случайному закону.

4. Безопасность коммутации вентилях в инверторе, устраняющая возможность кратковременного замыкания звена постоянного напряжения, обеспечивается введением времени задержки («мертвого времени») между моментами коммутации вентилях каждого плеча инвертора.

12.7.2. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С РЕГУЛИРОВАНИЕМ КОМПОНЕНТОВ ОБОБЩЕННОГО ВЕКТОРА НАПРЯЖЕНИЯ (ТОКА)

Системы управления инверторами напряжения с формированием и регулированием фазных выходных напряжений трехфазной системы содержат три канала генерации широтно-модулированных импульсных последовательностей, из которых инверсией получают еще три последовательности, что необходимо для управления шестью ключами инвертора. Такие системы применяют, как правило, в тех случаях, когда инвертор напряжения используется как автономный источник напряжения, которое не синхронизировано ни с каким другим процессом.

Инверторы напряжения используются и в ситуациях, требующих синхронизации выходного напряжения инвертора с источником напряжения, присутствующим в нагрузочной цепи. Это может быть существующая сеть переменного напряжения, в которую инвертор как элемент какой-то автономной энергоустановки (ветроэнергетической, дизель-генераторной) должен поставлять необходимые значения дополнительной активной и реактивной мощностей. Это может быть и статорная цепь машин переменного тока (синхронных, асинхронных), которые запитываются напряжением регулируемой частоты для управления скоростью вращения машины, при этом электрическая машина имеет собственную так называемую ЭДС вращения. В этих случаях удобнее строить систему с управлением по обобщенному вектору выходного напряжения, что позволяет по отдельным каналам управлять активной и реактивной мощностями на выходе инвертора за счет независимого регулирования амплитуды и фазы обобщенного вектора напряжения и тока инвертора. Управление по обобщенному вектору напряжения

может быть сделано как в разомкнутой, так и в замкнутой (по напряжению) системах управления, управление по обобщенному вектору тока требует наличия обратной связи по току.

Разомкнутая система управления по обобщенному вектору напряжения инвертора. В п. 8.3.2 показано, что положение обобщенного вектора напряжения инвертора определяется через относительные значения времен включения соответствующих трех состояний инвертора (из восьми возможных) – двух соседних ненулевых (векторы U_i, U_j) и одного нулевого (000 или 111) в соответствии с уравнением (8.3.35). Наоборот, если задавать требуемые значения обобщенного вектора U_3 и частоту тактов T_T при ШИМ, то из решения уравнения

$$t_i^* U_i + t_j^* U_j + t_0 U_0 = U_3 \quad (12.7.4)$$

в микропроцессоре системы управления сразу (без операции сравнения, как в вертикальной системе управления) можно определить абсолютные значения длительностей трех искомых состояний инвертора [168]:

$$t_i = T_T \frac{3}{\pi} \left(\cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \alpha \right) U_3(t_{cr}), \quad (12.7.5)$$

$$t_j = T_T \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sin \alpha U_3(t_{cr}), \quad (12.7.6)$$

$$t_0 = T_T - t_i - t_j. \quad (12.7.7)$$

Здесь $U_3(t_{cr})$ – значение обобщенного вектора задания напряжения в моменты его стробирования t_{cr} (выборки и запоминания); α – фаза обобщенного вектора задания напряжения, приведенного к первому сектору с соседними состояниями векторов напряжения U_1 и U_2 , как показано на рис. 8.3.17, б. Приведение осуществляется поворотом вектора задания назад на $(n - 1) 60^\circ$, где n – номер сектора, в котором находится текущий вектор задания.

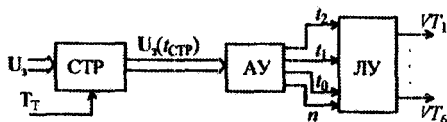


Рис. 12.7.10

В блок-схеме системы управления, реализующей рассмотренный алгоритм (рис. 12.7.10), блок стробирования (СТР) выбирает и запоминает до следующей выборки, задаваемой дли-

тельностью такта T_T или полутакта, значения вектора задания. Арифметическое устройство вычисляет длительности импульсов управления по (12.7.5) – (12.7.7) и номер сектора, векторы напряжения инвертора которого используются для отработки задания. Логическое устройство (ЛУ) определяет вентили, управление которыми задают требуемые векторы U_i, U_j для удовлетворения условиям уравнения (12.7.4).

Итак, достоинством такой системы является ее простота, недостатком, как у всякой разомкнутой системы, – возможное неоднозначное соответствие фактического обобщенного вектора напряжения инвертора заданному на входе из-за наличия возмущений (в основном по источнику входного напряжения инвертора), так как возмущения по нагрузке из-за жесткости внешней характеристики здесь сказываются значительно слабее (кроме нарушения ее симметрии), чем в преобразователях на вентилях с неполным управлением.

Замкнутая вертикальная система управления по обобщенному вектору напряжения (тока) инвертора. Обобщенный вектор, как известно (см. п. 8.3.2), может быть задан не только в комплексной форме (модулем и фазой), но и своими двумя ортогональными проекциями в той или иной системе координат. По этим проекциям и можно организовать замыкание системы управления по обобщенному вектору.

Блок-схема такой системы управления показана на рис. 12.7.11. Здесь x_{31}, x_{32} – сигналы задания ортогональных составляющих обобщенного вектора напряжения или тока инвертора, по которому организуется управление.

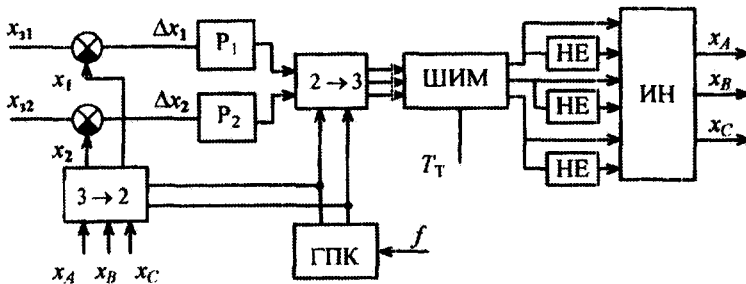


Рис. 12.7.11

Три фазных выходных переменных x_A, x_B, x_C (напряжение или ток фаз) с помощью координатного преобразователя 3→2 преобра-

зуются в две переменные, являющиеся проекциями обобщенного вектора. Фазные переменные при этом не должны иметь составляющей нулевой последовательности, т.е. должно выполняться равенство для сигналов обратной связи

$$x_A + x_B + x_C = 0.$$

Если используется неподвижная система координат (α, β) , компоненты обобщенного вектора x_1 и x_2 в соответствии с (8.3.3) равны фазному напряжению (току) x_A и уменьшенному в $\sqrt{3}$ раз линейному напряжению (току) x_{BC} . При этом сигналы задания x_{12} являются синусной и косинусной функциями с частотой, равной требуемой частоте выходного напряжения инвертора.

Если используется вращающаяся система координат с требуемой частотой выходного напряжения (система d, q -координат), преобразователь координат $3 \rightarrow 2$ сначала получает α, β -составляющие обобщенного вектора, а затем по соотношению (8.3.36) искомые составляющие.

Сигналы ошибок Δx_1 и Δx_2 , которые находят вычитанием из сигналов заданий соответствующих сигналов обратной связи по составляющим обобщенного вектора, обрабатываются регуляторами P_1 и P_2 , обычно пропорциональными или пропорционально-интегральными. В случае системы α, β -координат сигналы регуляторов содержат, как и сигналы задания, первую гармонику, определяющую частоту выходного напряжения инвертора, а также высшие гармоники, обусловленные частотой коммутации при ШИМ. В случае d, q -координат сигналы регуляторов являются сигналами постоянного тока (как и сигналы задания) в совокупности с высшими гармониками, также обусловленными коммутацией при ШИМ. После регуляторов сигналы ошибок компонентов обобщенного вектора снова преобразуются с помощью обратного преобразователя координат в трехфазную исходную (фазную) систему координат. Эти сигналы используются как модулирующие напряжения для вертикальной системы управления ШИМ (см. п. 12.7.1) с опорным напряжением симметричной пилообразной формы с частотой тактов T_T .

В случае использования вращающейся системы координат для работы преобразователей координат $3 \rightarrow 2$ и $2 \rightarrow 3$ требуются два ортогональных гармонических сигнала с частотой, задающей частоту вращения координат. Эти сигналы получаются в блоке генератора преобразователя координат (ГПК).

Итак, достоинствами такой системы являются однозначность передаточной характеристики инвертора и ее линейность как по активной, так и по реактивной составляющим обобщенного вектора напряжения (тока), недостатком считается сложность системы.

12.7.3. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРАМИ СО СЛЕЖЕНИЕМ ЗА ТОКАМИ

Использование следящего алгоритма управления инвертором возможно только в замкнутой системе управления. Вариантов таких систем может быть очень много, так как здесь допустимо использовать весь арсенал средств современной теории автоматического регулирования, в том числе адаптацию, предсказание, оптимизацию, искусственный интеллект.

Самую простую систему управления с релейным слежением за фазными токами трехфазного инвертора напряжения получают объединением трех систем управления (см. рис. 12.6.5) реверсивного ШИП, рассматривая инвертор снова как ШИП в режиме периодического реверса. При этом интеграторы из системы управления устраняются, сигналом задания является трехфазная система синусоид с требуемой частотой. Но при соединении нагрузки в звезду без нулевого провода возможен выход мгновенного значения пульсаций фазного тока за пределы, задаваемые шириной петли гистерезиса релейного элемента, как показано на рис. 12.7.12.

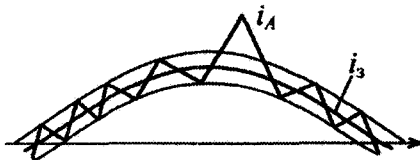


Рис. 12.7.12

Независимыми токами в этом случае могут быть только токи двух фаз, а ток третьей фазы определяется их суммой с обратным знаком. Поэтому, несмотря на переключение вентилях в данной фазе, где ток дорос до порога срабатывания релейного элемента, напряжение на этой фазе нагрузки не сменит знак до момента переключения вентилях в другой фазе инвертора, где для этого ток в ней может измениться в пределах на величину порога срабатывания релейного элемента. Таким образом, системе присуща дополнительная ошибка слежения. В итоге результирующая ошибка может увеличиваться вдвое.

Этой простой системе присущ и ряд других особенностей. Во-первых, наличие нефиксированной частоты коммутации при ШИМ из-за отсутствия опорного напряжения, во-вторых, разные

частоты автоколебаний в разных фазах из-за реальной неидентичности каналов управления по фазам. Это вызывает появление субгармоник в выходных напряжениях и токах инвертора, неблагоприятно сказывающихся на нагрузке, например, машинах переменного тока. В-третьих, повышение частоты коммутации вентиля инвертора, что увеличивает потери в них по сравнению с системами вертикального управления. Все это ограничило применение таких систем управления в маломощных преобразователях с невысокими требованиями к качеству выходной энергии инвертора.

Проблема временной «неуправляемости» фазными токами инвертора, характерная для системы слежения за фазными токами, устраняется при переходе к слежению за двумя компонентами обобщенного вектора тока, являющимися двумя независимыми переменными. Блок-схема такой системы управления построена на рис. 12.7.13. Здесь преобразователь координат 3→2 обеспечивает получение составляющих i_α (i_d) и i_β (i_q) обобщенного вектора тока инвертора, которые вычитаются из сигналов задания I_{s1} и I_{s2} (в α, β - или d, q -координатах). Сигналы ошибки поступают на два трехпозиционных релейных элемента – РЭ₁ и РЭ₂ (релейная характеристика обозначена над ними).

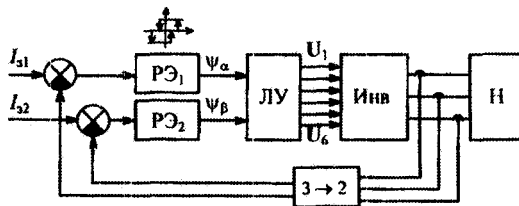


Рис. 12.7.13

Логическое устройство (ЛУ) вырабатывает сигналы для формирования шести векторов выходного напряжения инвертора $U_1 - U_6$ в зависимости от состояний выходов релейных элементов Ψ_1, Ψ_2 в соответствии с известным алгоритмом [187], представленным ниже (для α, β -координат). Показано, что такой алгоритм уменьшает и среднюю частоту коммутаций при ШИМ.

РЭ ₁	Ψ_1	-1	-1	-1	0	0	0	1	1	1
РЭ ₂	Ψ_2	-1	0	1	-1	0	1	-1	0	1
Выходной вектор		U_2	U_1	U_6	U_3	U_0	U_6	U_3	U_4	U_5

Дальнейшее развитие систем управления связано с использованием методов искусственного интеллекта: нечеткой логики, нейроконтроллеров, экспертных систем [168, 179, 180] – и требует отдельного рассмотрения (см. следующий раздел).

12.8.* СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С ЭЛЕМЕНТАМИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА

12.8.1. ПОНЯТИЕ О НЕЧЕТКИХ МНОЖЕСТВАХ

Все рассмотренные подходы к построению систем управления вентильными преобразователями исходили из детерминированной модели объекта управления, т. е. вентильного преобразователя с нагрузкой. Эти модели были построены в предположении ряда строгих допущений (неизменность формы напряжения сети, симметрия по фазам, постоянство во времени параметров элементов схемы, отсутствие помех и т.д.) и в реальности являются неточными. Мы всегда при анализе сложных технических систем имеем дело с неполнотой, неопределенностью, недетерминированностью исходной информации о системе, что не дает возможности точно описать систему в рамках классических математических формализмов, а позволяет только строить рассуждения на своем естественном языке, имеющем, как известно, многозначные интерпретации. В этих условиях требуются расширение всех основных математических понятий и создание соответствующего формального аппарата для моделирования человеческих рассуждений на естественном языке и человеческих приемов решения задач.

Такой новый математический аппарат был создан профессором Л. Заде на основе введения так называемых лингвистических переменных, описывающих неточное (нечеткое) задание информации об объекте. Значениями (термами) лингвистической переменной являются уже не числа, а слова и предложения естественного (или формального) языка. Например, можно говорить о лингвистической переменной – помехе (или сигнале) – как о малой, средней, большой или еще других в зависимости от требуемой степени детальности описания. Введение лингвистических переменных потребовало расширения такого базового понятия математики, как понятие множества. Была разработана теория нечетких множеств, важных с мировоззренческой точки зрения. Их введение сделало возможным подвергать количественному анализу те явления, которые раньше можно было анализировать либо только на качественном уровне, либо с помощью весьма грубых их моделей.

В теории четких множеств принадлежность элементов множеству описывается характеристической функцией, имеющей значения -1 или 0 (т. е. элемент либо принадлежит, либо не принадлежит множеству). В теории нечетких множеств характеристическая функция называется функцией принадлежности, а ее значения $\mu_A(x)$ называются степенью принадлежности переменной нечеткому множеству A . Точнее, нечетким множеством A называется совокупность пар [179]

$$\forall x \in U \{x; \mu_A(x)\},$$

где $\mu_A: U \rightarrow [0,1]$, а U – универсальное множество, из элементов которого образуются все остальные множества, рассматриваемые в настоящей задаче.

Например, пусть $U = \{a, b, c, d, e\}$, тогда нечеткое множество образовано из пар $A = \{(a;0), (b;0,1), (c;0,5), (d;0,9), (e;1)\}$. В этом случае можно говорить, что элемент a не принадлежит множеству A , элемент b принадлежит ему в малой степени, элемент c более или менее принадлежит, элемент d принадлежит в значительной степени, а элемент e является элементом множества A . Отсюда очевидно, что конкретный вид функции принадлежности, как и значения входящих в нее параметров, носит достаточно субъективный характер. Поэтому функция принадлежности определяется с помощью группы специалистов в рассматриваемой предметной области – экспертами.

Так, при построении алгоритма выбора принципиальной схемы выпрямителя, приведенного на рис. 4.1.1, условия логических переходов имели нечеткий (размытый) характер. Например, переход к трехфазным выпрямителям делают при мощностях $3 \dots 5$ кВт и более. Переход к двухполупериодным схемам обычно делают при выпрямленном напряжении более $100 \dots 300$ В и т.д.

Первое из этих условий можно представить функцией принадлежности вида I на рис. 12.8.1 в зависимости от четкости заданных границ диапазона перехода по значению мощности.

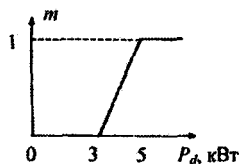


Рис. 12.8.1

Построив функции принадлежности для всех точек логического разветвления алгоритма выбора структуры выпрямителя (см. рис. 4.1.1), можно сделать первый шаг на пути создания машинной экспертной системы при выборе структуры выпрямителя. Ре-

ально, конечно, число логических условий перехода от однофазных выпрямителей к трехфазным должно быть расширено за счет введения других значимых для этого решения факторов (качества входного тока и связанных с этим затрат на обеспечение ЭМС с сетью, качества выходного напряжения и связанных с этим затрат на обеспечение электромагнитной совместимости выпрямителя с нагрузкой и т.д.).

Другими, более простыми, но более распространенными задачами, требующими применения концепций нечеткой логики, являются задачи управления устройствами силовой электроники.

12.8.2. СТРУКТУРА СИСТЕМЫ НЕЧЕТКОГО УПРАВЛЕНИЯ ДТ-ОТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ В СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Преобразователи переменного напряжения в регулируемое постоянное напряжение требуются прежде всего для регулирования скорости вращения машин постоянного тока. Такие преобразователи могут быть выполнены или на базе управляемого выпрямителя (см. гл. 3) или на базе неуправляемого выпрямителя, дополненного широтно-импульсным преобразователем постоянного напряжения (см. разд. 7.1). В обоих случаях для регулирования постоянного напряжения на выходе преобразователя для его системы управления (вертикального типа) необходимо наличие сигнала задания (сигнала постоянного тока U_3 , см. разд. 12.2). В классической системе подчиненного регулирования [173, 174] вентильного электропривода постоянного тока, представленной на рис. 12.8.2, этот сигнал задания U_3 для системы управления вентильным преобразователем формируется внутренним контуром регулирования тока с регулятором тока (РТ) (обычно пропорционально-интегральным – ПИ), сигнал задания для которого формируется в свою оче-

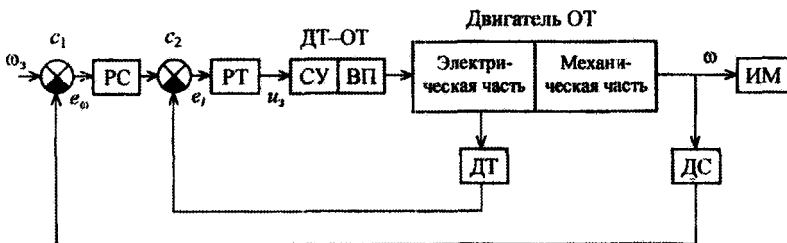


Рис. 12.8.2

редь внешним контуром регулирования скорости с регулятором скорости (РС) (также обычно пропорционально-интегральным).

Настраиваемые параметры регулятора тока зависят от параметров передаточной функции по току преобразователя и двигателя постоянного тока, а настраиваемые параметры регулятора скорости – от параметров передаточной функции двигателя по скорости. Но омическое сопротивление якоря двигателя меняется в зависимости от температуры, а многие исполнительные механизмы (ИМ) на валу машины постоянного тока имеют переменный момент инерции. В случаях неопределенности параметров системы регулирования и фиксированных настроек параметров регулятора трудно обеспечить требуемое качество регулирования скорости электропривода. Для подобной ситуации более адекватно задачи применения нечетких регуляторов скорости и тока в рассмотренной структуре электропривода.

Структура типовой системы нечеткого управления приведена на рис. 12.8.3. Она содержит фаззификатор (Ф), регулятор нечеткой логики (который условно можно назвать интеллектуальным блоком, вырабатывающим интеллектуальное решение (БВР) для управления) и дефаззификатор (ДФ).

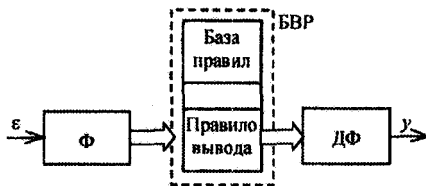


Рис. 12.8.3

Эта структура топологически подобна структуре цифрового регулятора в аналоговой системе, когда процессор (собственно место выработки решения в цифровой форме) сопряжен с аналоговой системой аналогового преобразователем на входе и цифроаналоговым преобразователем на выходе, обеспечивающими согласование разных форм сигналов (информации) в аналоговой и цифровой частях системы.

Фаззификатор преобразует свои четкие входные сигналы ε (после их нормализации в относительный диапазон изменения $-1 \dots +1$) в сигналы, характеризующие численные значения функций принадлежности выбранных нечетких переменных. В качестве нечетких переменных выступают лингвистические переменные, обычно типа следующих:

- ОБ – отрицательная большая величина,
- ОС – отрицательная средняя величина,
- ОМ – отрицательная малая величина,

Н – нулевая величина (в первом нечетком регуляторе Мамдани использовались два нуля – ОН и ПН),

ПМ – положительная малая величина,

ПС – положительная средняя величина,

ПБ – положительная большая величина.

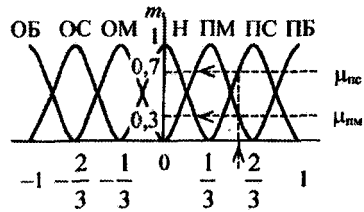


Рис. 12.8.4

Процесс фаззификации входной переменной нечеткого регулятора поясняется на рис. 12.8.4.

Для упрощения реализации фаззификатора его функции принадлежности приняты кусочно-линейными (треугольными), а весь диапазон изменения входной переменной здесь равномерно разделен на поддиапазоны для принятых лингвистических переменных. В общем случае число лингвистических переменных, характер функций принадлежности и диапазон их определения зависят от специфики объекта системы автоматического регулирования и должны определяться или экспериментами, или из изучения свойств объекта по какой-либо имеющейся математической модели объекта. Но в любом случае заданному значению входной переменной фаззификатора должны соответствовать не более двух выходных лингвистических переменных со своими значениями функций принадлежности, как это показано на рис. 12.8.4 для лингвистических переменных ПМ и ПС со значениями $\mu_{ПМ} = 0,3$ и $\mu_{ПС} = 0,7$, при этом

$$\mu_{ПМ} + \mu_{ПС} = 1, \tag{12.8.1}$$

т.е. четкая входная переменная будет характеризоваться после фаззификатора двумя нечеткими (лингвистическими) переменными: положительно малой переменной со степенью принадлежности 0,3 и положительно средней переменной со степенью принадлежности 0,7.

Указанной фаззификации может подвергнуться не только сама входная переменная фаззификатора (ошибка по скорости в регуляторе скорости, ошибка по току в регуляторе тока), но и ее производная (приращение). При этом для произвольной ошибки должны быть введены свои лингвистические переменные, которые в рассматриваемом классическом случае также могут иметь семь вышеприведенных лингвистических названий.

С выхода фаззификатора каждая нечеткая переменная (ошибка и ее приращение) по семи каналам в рассматриваемом классическом

ком случае с семью возможными множествами лингвистических переменных передается в блок выработки решения для управления (БВР). Этот блок состоит из двух субблоков: базы правил (знаний) и механизма вывода решения.

База правил формируется на стадии проектирования нечеткого регулятора на основе знаний о свойствах объекта управления. Эти знания получаются или из существующей хотя бы приближенной математической модели объекта регулирования, или формулируются специалистом – экспертом (экспертной системой). Технология построения базы правил выработки решения выглядит примерно так: задается цель управления и при выделении существенных отсечении второстепенных факторов определяются начальное состояние системы, ее желаемое конечное состояние и правила действий, переводящие систему в желаемое конечное состояние.

Сами правила, являющиеся нечеткими высказываниями, строятся обычно по схеме логической импликации ЕСЛИ – ТО. Тогда при двух входных лингвистических переменных x_1 и x_2 (условное правило для выходной лингвистической переменной y (действие) будет иметь вид

$$\text{Если } x_1 = A_1 \text{ и } x_2 = A_2, \text{ то } y = B,$$

где A_1, A_2, B – значения соответствующих переменных.

В данном случае x_1 есть ошибка на входе регулятора (скорость тока), а x_2 – ее производная. Тогда для определения значения выходной лингвистической переменной y при всех возможных сочетаниях семи значений x_1 и x_2 получается 7×7 – матрица решений; рассматриваемом случае вида, показанного в таблице [187].

Таблица решений

$x_1 = e_{\omega}$	$x_2 = d(e_{\omega})/dt$						
	ОБ	ОС	ОМ	Н	ПМ	ПС	ПБ
ОБ	ОБ	ОБ	ОС	ОС	ОМ	ОМ	Н
ОС	ОБ	ОС	ОС	ОМ	ОМ	Н	ПМ
ОМ	ОС	ОС	ОМ	ОМ	Н	ПМ	ПМ
Н	ОС	ОМ	ОМ	Н	ПМ	ПМ	ПС
ПМ	ОМ	ОС	Н	ПМ	ПМ	ПС	ПС
ПС	ОМ	Н	ПМ	ПМ	ПС	ПС	ПБ
ПБ	Н	ПМ	ПМ	ПС	ПС	ПБ	ПБ

При заполнении этой таблицы рассуждения эксперта примерно следующие. Если ошибка большая (ПБ или ОБ) и скорость ее изменения большая и того же знака, то решение (управляющее воздействие) должно быть большим и того же знака, т. е. соответственно ПБ или ОБ. Если же ошибка большая (ПБ или ОБ) и скорость ее изменения большая, но другого знака, то решение (управление) должно быть нулевым (Н), так как ошибка быстро уменьшается. В целом принятая логика заполнения таблицы видна из ее структуры.

Затем с помощью приведенной таблицы решений определяется набор сработавших правил для конкретного значения ошибки и ее производной. Так, например, для изображенной на рис. 12.8.5, *a* четкой ошибки (по скорости) в 0,44 после фаззификатора имеем ее нечеткие значения в виде терма ПС со степенью принадлежности 0,3 и терма ПМ со степенью принадлежности 0,7. Аналогично фаззифицируется и производная ошибки (по скорости) и при такой же структуре фаззификатора при четком значении производной ошибки в 0,066 будем иметь ее нечеткие значения в виде терма ПМ со степенью принадлежности 0,2 и терма Н со степенью принадлежности 0,8. Тогда из таблицы решений видны окаймленные четыре сработавших правила для нахождения нечеткого значения выходной переменной. Первое правило здесь гласит: если ошибка по скорости имеет значение ПС и производная этой ошибки имеет значение Н, то выходная переменная будет принадлежать множеству ПМ. Степень принадлежности выходной переменной множеству ПМ при логической связке вида И (ИЛИ) в левой части импликации определяется по правилу Минимума (Максимум). В данном случае для выходного терма ПМ это будет величина 0,3. Аналогично для выделенной ячейки с выходным термом ПС это будет величина степени принадлежности 0,2, определяемая минимумом из значений степеней принадлежности для множества ПС ошибки (0,3) и множества НМ производной ошибки (0,2). Результирующее размытое множество выходной переменной, определенное по двум сработавшим правилам выделенных ячеек таблицы, представлено справа на рис. 12.8.5. Подобным также образом определяется вклад в размытое множество выходной переменной и от остальных активизированных ячеек таблицы решений.

Заключительная операция в работе нечеткого регулятора сводит полученное результирующее нечеткое множество выходной переменной регулятора в четкое ее значение для управления. Эта операция и получила название *д е ф а з з и ф и к а ц и и*. Чаще всего

она заключается в определении абсциссы центра тяжести указанного размытого множества и выполняется по формуле

$$y_p = \frac{\int y \mu_p(y) dy}{\int \mu_p(y) dy} \quad (12.8.1)$$

При необходимости вычисления y_p в реальном времени вместо вычисления по формуле (12.8.2), требующего заметных по времени

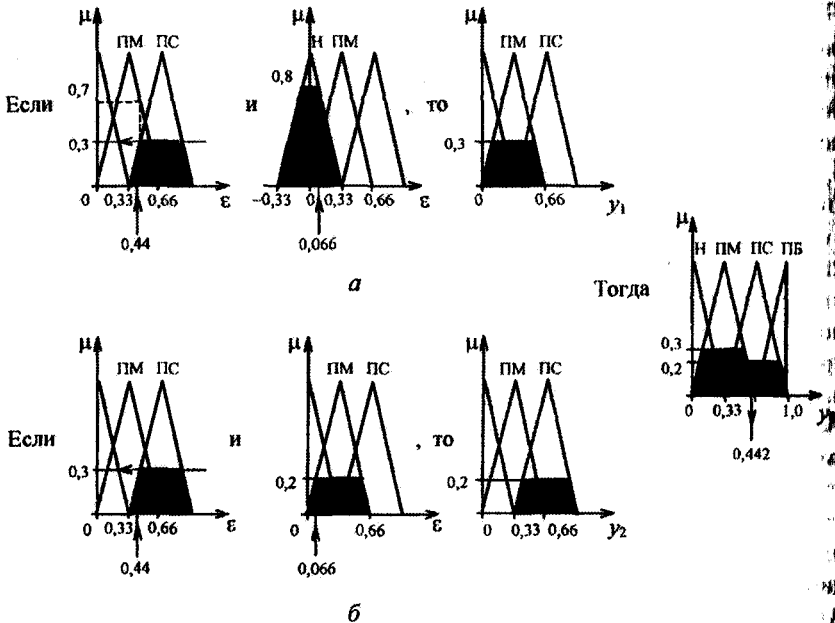


Рис. 12.8.5

вычислительных затрат, используют вычисление взвешенного среднего значения по формуле

$$y_p = \frac{\sum_{i=1}^n \beta_i y_i^*}{\sum_{i=1}^n \beta_i} \quad (12.8.2)$$

где y_i^* – центральные значения нечетких подмножеств выходной переменной y ; β_i – веса, учитывающие степень принадлежности соответствующих подмножеств выходной переменной.

Для рассматриваемого примера (см. рис. 12.8.5) это дает

$$y_p = \frac{0,3 \cdot 0,33 + 0,2 \cdot 0,066}{0,3 + 0,2} = 0,442. \quad (12.8.4)$$

Это значение и определяет уровень сигнала задания системы управления вентиляльным преобразователем, т. е. угол регулирования α для выпрямителя или ширину импульса для конвертеров с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения.

Исследование подобного нечеткого регулятора скорости электропривода постоянного тока с ШИП показало лучшее качество переходных процессов по скорости в условиях изменения параметров нагрузки, чем в системе с традиционными ПИ-регуляторами [187].

Таким образом, нечеткие регуляторы в условиях отсутствия четкой математической модели объекта управления позволяют построить достаточно простые (с вычислительной точки зрения), быстродействующие алгоритмы управления, которые являются обычно малочувствительными к действию параметрических возмущений и помех (р о б а с т н ы м и). Эвристическая по характеру процедура проектирования нечетких регуляторов в части выбора числа нечетких переменных, вида и параметров функций принадлежности, генерации множества правил базы знаний, метода дефазификации получает определенную формализацию при использовании искусственных нейронных сетей с обучением (см. следующий раздел).

12.8.3. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Приведем общие сведения о нейронных сетях. Третьей разновидностью реализации искусственного интеллекта, помимо экспертных систем и систем управления с нечеткой логикой, являются системы с использованием искусственных *нейронных сетей*, образованных совокупностью определенным образом соединенных нейроподобных элементов (нейронов). Нейроны как понятие появились при изучении структуры и функций нервной системы и мозга человека, в результате чего были созданы их математические модели. Эти модели воспроизводят акты мыслительной деятельности человека, что и позволило говорить об искусственном интеллекте, т. е. здесь о смоделированном механизме выработки элементарных решений. Упрощенный вариант такой модели нейрона приведен на рис. 12.8.6.

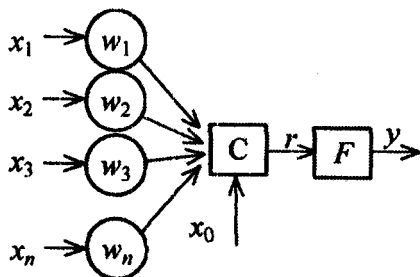


Рис. 12.8.6

Входные сигналы $x_1 \dots x_n$ через блоки весовых коэффициентов w_n подаются на сумматор (С) вместе со смещающим (пороговым) сигналом x_0 . Результирующий сигнал подается на выход через блок с передаточной функцией f , называемой активационной. Эта передаточная функция может быть поро-

вой (рис. 12.8.7, а) или непрерывной нелинейной функцией типа обратного гиперболического тангенса и сигмовидного типа (рис. 12.8.7, б) в соответствии с уравнением $y = (1 + \exp(dr))^{-1}$.

Основанием для построения нейронов и нейронных сетей явились ключевая теорема существования Мак-Каллока и Питтса 1943 г. и позднее две основополагающие конструктивные теоремы. Теорема существования утверждала, что любая функция нервной системы, которая может быть логически описана с помощью конечного числа слов, может быть реализована формальной нейронной сетью. Первая конструктивная теорема говорит о том, что любую логическую функцию можно вычислить с помощью двухслойной нейронной сети, составленной из некоторого числа искусственных нейронов. Вторая конструктивная теорема говорит о том, что любую логическую функцию относительно n бинарных элементов можно вычислить с помощью нейронной сети, которая использует в качестве компонентов только элементы И, ИЛИ, НЕ [180].

Принципиальным атрибутом такой модели нейрона является ее возможность обучения, как и положено биоинтеллекту. Для этого модель нейрона дополняется цепью обратной связи, как показано на рис. 12.8.8, а, условное обозначение нейрона приведено на рис. 12.8.8, б.

Здесь сумматор S_{oc} в цепи обратной связи сравнивает фактический сигнал на выходе сумматора нейрона с желаемым видом этого сигнала d , задаваемым извне. Алгоритм адаптации подстраивает весовые коэффициенты в каналах входных сигналов так

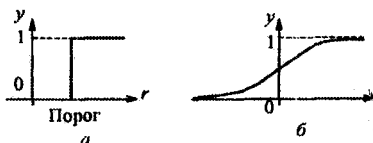


Рис. 12.8.7

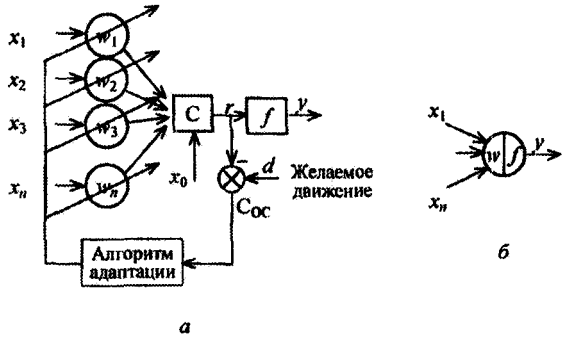


Рис. 12.8.8

чтобы свести ошибку $\epsilon = d - r$ к нулю. Процедурно это организуется обычно сведением к минимуму квадрата ошибки

$$\epsilon^2 = (d - r)^2, \quad (12.8.5)$$

где

$$r = \sum_{i=0}^n w_0 x_i, \quad (12.8.6)$$

считая $w_0 = 1$.

Для решения данной безусловной оптимизационной задачи можно воспользоваться любым известным методом поиска оптимума, например градиентным методом. В этом методе следующая $(k+1)$ -итерация для значения i -го весового коэффициента w_i находится по формуле

$$w_i(k+1) = w_i(k) - \left(\frac{\partial \epsilon^2}{\partial w_i} \right)_k C, \quad (12.8.7)$$

где C – положительная константа.

Из (12.8.5) с учетом (12.8.6) следует, что

$$\frac{\partial (\epsilon^2)}{\partial w_i} = 2\epsilon \frac{\partial \epsilon}{\partial w_i} = 2\epsilon \left(-\frac{dr}{\partial w_i} \right) = -2\epsilon x_i. \quad (12.8.8)$$

Тогда окончательное выражение для алгоритма адаптации будет иметь вид

$$w_i(k+1) = w_i(k) - \eta \epsilon(k) x_i(k), \quad (12.8.9)$$

где $\eta = 2C$ – скорость обучения нейрона, определяемая скоростью сходимости итерационного процесса оптимизации.

Этот алгоритм обучения, первоначально предложенный в 1960 г., обычно называют дельта-методом или алгоритмом Б. Уидроу и М. Хоффа.

Комплекты нейронов, разделенных на слои, образуют нейронную сеть. В общем случае многослойная сеть содержит входной слой нейронов, скрытые или промежуточные слои («недоступные пользователю») и выходной слой нейронов (рис. 12.8.9).

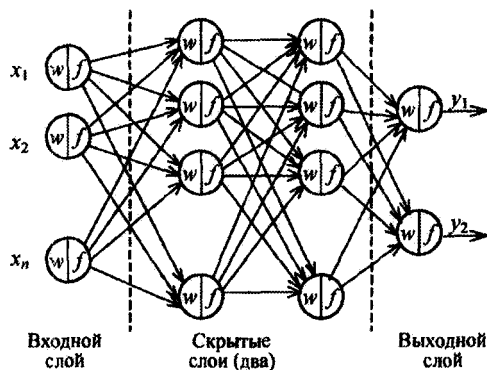


Рис. 12.8.9

Число нейронов во входном слое равно числу входных сигналов сети, весовые коэффициенты входных нейронов, неизменяемые в процессе работы, устанавливают из целей масштабирования входных переменных.

Число скрытых слоев и число нейронов в каждом из них определяются сегодня, как правило, эвристическим путем, исходя из объема области знаний и сложности задачи регулирования. Число нейронов в выходном слое определяется числом управляющих каналов системы управления или принятия решения. Такая структура нейронной сети называется многослойным персептроном, так как первоначально использовалась для распознавания класса образов объектов (выходы сети) по набору признаков (входы сети).

Процесс обучения персептрона подобен процессу обучения нейрона, но из-за большей размерности массива настраиваемых весовых коэффициентов, представляемого в виде матрицы, является более трудоемким. Для обучения персептрона решению задач из какого-либо класса ему предъявляют исходные данные задачи (наборы векторов входа x) и соответствующие им «ответы» (наборы вектора D), считающиеся эталонами решения или желаемым движением. Персептрон в процессе обучения должен настроить весо-

вые коэффициенты W -матрицы так, чтобы на выходе перцептрона получался вектор сигналов Y , практически совпадающий с эталонным вектором сигналов D . Более того, если после обучения предъявить перцептрону исходные данные, которые раньше не предъявлялись, он выдает правильное решение, что говорит о его способности к обобщению.

Для уменьшения вычислительных затрат в процессе обучения перцептрона используется алгоритм обратного распространения. Этот алгоритм, являющийся обобщением вышерассмотренного дельта-правила (12.8.9), осуществляется послойно, от последнего (выходного) слоя к входному.

Применение нейронных сетей в интеллектуальных системах управления. Из принципа работы обучающейся нейронной сети видно, что конструктивно использование такой сети для построения системы автоматического управления объектом, математическая модель которого является сложной, с нелинейностями и неопределенностью параметров, когда применение классических регуляторов не позволяет решить задачу или приводит к очень сложным решениям. В нейронной сети вычислительная сложность преодолевается распараллеливанием каналов обработки информации и не требуется предварительного знания о нелинейностях и параметрах объекта. Для проведения обучения нейронной сети требуется знание о поведении объекта в каких-то эталонных режимах или наличие эталонной модели, задающей желаемое движение в системе. Накапливаемые в процессе обучения новые знания позволяют системе управления с таким искусственным интеллектом вырабатывать с использованием новых знаний правильные решения и при неизвестных ситуациях в классе решаемых задач, поэтому подобные системы называют еще *системами, основанными на знаниях*.

Рационально применение нейронных сетей как интеллектуального средства для решения следующих задач:

- задач идентификации, т. е. построения математической модели объекта, как прямой, так и обратной;
- задачи построения регулятора в контуре управления объектом;
- задачи интеллектуальной настройки (адаптации) параметров традиционных регуляторов систем автоматического управления.

Структура системы с нейронной сетью для решения первой задачи приведена на рис. 12.8.10. В процессе настройки нейронной сети при различных входных сигналах x добиваются воспроизведения на выходе такого же сигнала y , что и на выходе реального

объекта y_0 , путем сведения разницы этих сигналов к нулю в процессе обучения. Характерно, что здесь не требуется никакого знания о желаемых движениях объекта при эталонных входах.

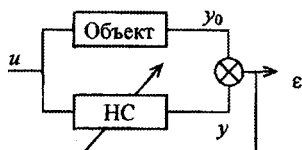


Рис. 12.8.10

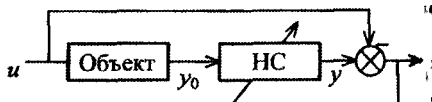


Рис. 12.8.11

Если использовать структуру, представленную на рис. 12.8.10, то при минимизации ошибки ϵ выход нейронной сети будет повторять входной сигнал u , т. е. нейронная сеть будет воспроизводить обратную модель объекта, так как теперь $y = u = f(y_0)$, а не прямую модель, как в первом случае, когда $y_0 = f(u)$. Это позволяет синтезировать закон управления u при заданном законе желаемого движения объекта y_0 , как это имеет место, например, в задачах управления программным движением (роботы-манипуляторы, станки с программным управлением).

Решение второй задачи достигается в структуре, изображенной на рис. 12.8.12. Параметры нейронной сети настраиваются так, чтобы движение реального объекта y_0 воспроизводило желаемое движение, получаемое от блока известной модели желаемого движения $y_{ж.д}$ (эталонная модель).

Решение третьей задачи достигается при добавлении к типовой структуре системы автоматического управления объектом еще надстройки структуры с нейронной сетью (рис. 12.8.13). Здесь также необходимо наличие эталонной модели, задающей желаемое движение объекта. Достоинством этой структуры является возможность ее использования для модернизации уже существующих систем автоматического управления.

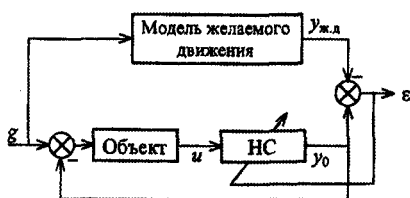


Рис. 12.8.12

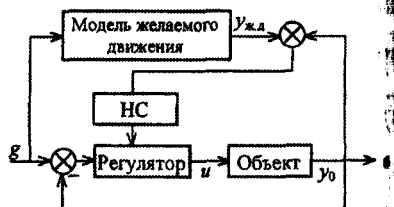


Рис. 12.8.13

Практическая реализация нейронных сетей обеспечивается или на программном уровне для обычных компьютеров и микропроцессоров, или на аппаратном уровне в виде нейрокомпьютеров или их компонентов. В настоящее время на рынке имеются сотни наименований аппаратных реализаций нейрокомпьютеров и их компонентов и десятки известных пакетов программ. Их применение оправдано во всех случаях, когда традиционными средствами решить задачи управления практически невозможно или очень сложно, т. е. труднее, чем в системах с искусственным интеллектом.

В итоге применительно к проблемам силовой электроники нейронные сети уже нашли применение при решении задач идентификации параметров асинхронного двигателя в системах регулируемого электропривода, системах управления инверторами напряжения с ШИМ, системах управления активными фильтрами при нелинейных потребителях, системах идентификации качества электрической энергии в вентиляльных преобразователях и других приложениях [168, 187].

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1.1. Какие функции у систем управления вентиляльным преобразователем?

1.2. Назовите требования к системе управления вентиляльным преобразователем.

1.3. Каким образом обеспечивается гальваническая развязка системы управления от силовой схемы вентиляльного преобразователя?

1.4. Какие классификационные признаки у систем управления?

1.5. По какому признаку различают системы управления с «узким» и «широким» импульсами?

1.6. В каком случае передаточная характеристика вентиляльного преобразователя на тиристорах – линейная функция?

1.7. В каком случае передаточная характеристика широтно-импульсного преобразователя – линейная функция?

1.8. Каким образом за счет системы управления инвертором напряжения обеспечивается формирование практически синусоидального тока нагрузки?

1.9. В чем преимущество систем управления преобразователями по обобщенному вектору?

2.1. Из каких блоков состоит синхронная многоканальная вертикальная система управления?

2.2. В чем преимущество одноканальной системы управления перед многоканальной?

2.3. Напишите уравнение передаточной характеристики тиристорного выпрямителя с вертикальной системой управления?

- 2.4. Напишите уравнение передаточной характеристики тиристорного выпрямителя со следящей системой управления?
- 2.5. По какому принципу построена следящая система управления?
- 2.6. В чем особенности управления реверсивным вентильным преобразователем на тиристорах?
- 2.7. В чем особенности управления узким импульсом трехфазным мостовым выпрямителем?
- 2.8. Каково уравнение передаточной характеристики широтно-импульсного преобразователя?
- 2.9*. Каково уравнение передаточной характеристики широтно-импульсного регулятора переменного напряжения?
- 2.10. Какие особенности у следящих систем управления ШИП?
- 2.11*. Какие типы преобразователей могут быть построены на основе инвертора напряжения с ШИМ?
- 2.12. Какие блоки содержит система вертикального управления трехфазным инвертором напряжения с синусоидальной ШИМ?
- 2.13. В чем отличие симметричной регулярной выборки от асимметричной для модулирующего сигнала в вертикальной системе управления инвертором напряжения?
- 2.14. Зачем частота коммутации в инверторе напряжения с ШИМ модулируется по случайному закону?
- 2.15. Как обеспечивается увеличение выхода первой гармоники в инверторе напряжения с ШИМ?
- 2.16. Как определяется обобщенный вектор трехфазной системы?
- 2.17. В чем суть управления по обобщенному вектору напряжения инвертора напряжения?
- 2.18. В чем особенности управления по обобщенному вектору тока инвертора напряжения?
- 2.19*. Какие возможны подходы к построению систем управления инвертором напряжения по обобщенному вектору тока?
- 2.20*. Каковы особенности управления НПЧ по обобщенному вектору?
- 2.21. Когда рационально применение системы управления с нечеткой логикой?
- 2.22. Что определяет функция принадлежности?
- 2.23. Что задает таблица решений в нечеткой системе управления?
- 2.24. Когда рационально применение системы управления с нейронной сетью?
- 2.25. Как определяются значения весовых коэффициентов нейронов в системе управления с нейронной сетью?

УПРАЖНЕНИЯ

1. Рассчитать передаточную характеристику выпрямителя при однополярном пилообразном опорном напряжении (нарастающем и падающем).
2. Рассчитать погрешность выработки угла регулирования α в вертикальной системе управления при нестабильности порога срабатывания устройства сравнения в 1% от амплитуды опорного напряжения (пилообразной и синусоидальной формы).
3. Вывести уравнение передаточной характеристики ШИП при косинусоидальной форме опорного напряжения.
4. Определить диапазон изменения частоты коммутации в функции задания на напряжение в ШИП со следящей системой управления при однополярной модуляции.
5. Определить диапазон изменения частоты коммутации в функции задания на напряжение в ШИП со следящей системой управления при двухполярной модуляции.
6. Найти уравнение передаточной характеристики регулятора переменного напряжения с однополярной ШИП и вертикальной системой управления относительно действующего значения выходного напряжения.
7. Найти уравнение передаточной характеристики трехфазного инвертора напряжения с ШИП с вертикальной системой управления относительно первой гармоники и действующего значения выходного напряжения.
- 8*. Найти уравнение передаточной характеристики ИПЧ с циклическим методом управления с однополярной ШИП при вертикальной системе управления относительно первой гармоники и действующего значения выходного напряжения.



Глава 13

СЕМЕЙСТВА МОДИФИЦИРОВАННЫХ БАЗОВЫХ СХЕМ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Какая смесь одежд и лиц,
Племен, наречий, состояний!

А. С. Пушкин

Все многообразие возможных схем устройств силовой электроники строится на развитии базовых схем, изученных в предыдущих главах. Здесь в первом параграфе собраны основные модификации базовых схем выпрямителей на тиристорах и их алгоритмы управления, позволяющие повысить входной коэффициент мощности. Во втором параграфе рассмотрены диодные выпрямители-умножители и диодно-ключевые делители выпрямленного напряжения. Третий параграф посвящен бестрансформаторным (на частоте питающего напряжения) схемам выпрямления, у которых гальваническая развязка входа и выхода выпрямителя обеспечивается использованием компактного высокочастотного трансформатора в промежуточном звене повышенной частоты. В четвертом параграфе представлены схемы выпрямителей с принудительным формированием их входного тока, получившие на Западе (не совсем точное) название корректоров коэффициента мощности. В пятом параграфе рассмотрены такие разновидности ОТ-ОТ преобразователей, как квадратичные и безындуктивные. В шестом параграфе приведены варианты схем инверторов напряжения с улучшенным качеством выходной энергии или более простых. Седьмой параграф содержит описание модифицированных схем матричных конвертеров.

13.1. ВЫПРЯМИТЕЛИ С УЛУЧШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ МОЩНОСТИ ЗА СЧЕТ ИЗМЕНЕНИЯ СИЛОВОЙ СХЕМЫ

13.1.1. СХЕМА С НУЛЕВЫМ ВЕНТИЛЕМ

Нулевым вентиляем называют вентиль, включенный встречно-параллельно звену постоянного напряжения.

Выпрямитель однофазного тока. Схема выпрямителя с нулевым вентиляем, предложенная Г. И. Бабатом, приведена на рис. 13.1.1, а, а на рис. 13.1.1, б представлены диаграммы, поясняющие ее работу. Анализ работы схемы сделаем при условии $X_d = \infty$ (выпрямленный ток идеально сглажен), $X_a = 0$ (коммутация мгновенная), при этом характер нагрузки выпрямителя уже не имеет значения. Эти допущения, использованные ниже и при анализе всех остальных схем, позволяют упростить его и произвести сопоставление различных схем по выигрышу в коэффициенте мощности.

Анодный ток через основные вентили (VT_1, VT_3) проходит теперь только до момента смены полярности ЭДС на вторичных обмотках трансформатора. С этого момента и вплоть до момента вступления в работу следующего основного вентиля ток проходит через нулевой вентиль, так как потенциал его анода становится выше потенциала анода основного вентиля, проводившего ток. При этом вторичные обмотки трансформатора оказываются отключенными от цепи нагрузки и обесточиваются. Напряжение на нагрузке равно нулю, ток нагрузки поддерживается за счет расхода энергии, накопленной в магнитном поле сглаживающей индуктивности X_d .

Отключение цепи выпрямленного тока от вторичных обмоток трансформатора при смене на них полярности ЭДС исключает возможность протекания анодного (вторичного) тока против ЭДС питающей сети, предупреждая тем самым то возвращение в сеть энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности X_a , которое имеет место в схеме без нулевого вентиля. Таким образом, в схеме становится невозможным изменение направления (знака) мгновенной мощности, что, конечно, уменьшает величину реактивной мощности, потребляемой выпрямителем из сети, но, что совершенно очевидно, делает невозможной и рекуперацию (в случае необходимости) энергии из нагрузки, т. е. делает невозможным инверторный режим.

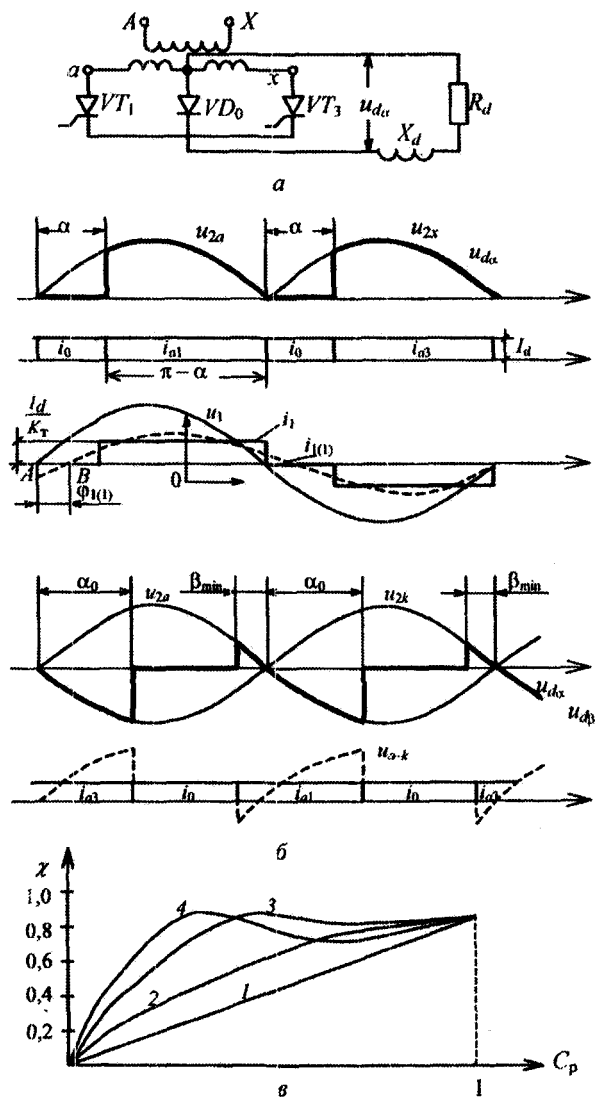


Рис. 13.1.1

Оценим количественный выигрыш во входном коэффициенте мощности, даваемый применением нулевого вентиля. Поскольку сопоставление коэффициентов мощности в сравниваемых схемах выпрямления необходимо делать при одной и той же величине вы-

выпрямленного напряжения, то предварительно найдем уравнение регулировочной характеристики для рассматриваемой схемы

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{U_{d0}}{2} (1 + \cos \alpha)$$

или

$$C_p = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} = \cos^2 \frac{\alpha}{2}, \quad (13.1.1)$$

где C_p – степень регулирования выпрямленного напряжения; U_{d0} – среднее значение выпрямленного напряжения при $\alpha = 0$.

Для нахождения первой гармоники первичного тока трансформатора разложим последний в ряд Фурье. При выборе начала отсчета в середине импульса тока, как показано на рис. 13.1.1, б, в разложении будут присутствовать только косинусные гармоники. Действующее значение первой гармоники ряда Фурье будет равно

$$I_{1(1)} = \frac{2 \cdot 2}{2\pi\sqrt{2}} \int_0^{\frac{\pi\alpha}{2}} \frac{I_d}{K_T} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_d}{K_T} \cos \frac{\alpha}{2}. \quad (13.1.2)$$

Действующее значение кривой первичного тока равно

$$I_1 = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{I_d}{K_T} \right)^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{K_T} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}. \quad (13.1.3)$$

Коэффициент искажения кривой первичного тока с учетом (13.1.2) и (13.1.3) равен

$$\nu_I = \frac{I_{1(1)}}{I_1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\cos \alpha/2}{\sqrt{1 - \alpha/\pi}}. \quad (13.1.4)$$

Непосредственно из рис. 13.1.1, б следует

$$\cos \varphi_{1(1)} = \cos(AO - BO) = \cos\left(\alpha + \frac{\pi - \alpha}{2} - \frac{\pi}{2}\right) = \cos \frac{\alpha}{2}. \quad (13.1.5)$$

Тогда входной коэффициент мощности равен

$$\chi = \nu_I \cos \varphi_{1(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{C_p}{\sqrt{1 - \frac{\arccos(2C_p - 1)}{\pi}}} \quad (13.1.6)$$

с учетом того, что по (13.1.1) $\alpha = \arccos(2C_p - 1)$.

При отсутствии нулевого вентиля коэффициент искажения кривой первичного тока можно получить, полагая в (13.1.4) $\alpha = 0$ и $\cos \varphi_{1(1)} = \cos \alpha$. Тогда коэффициент мощности схемы без нулевого вентиля

$$\chi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} C_p, \quad (13.1.7)$$

поскольку в соответствии с (2.9.2) в этом случае $C_p = \cos \alpha$.

Графики зависимостей (13.1.6) и (13.1.7) приведены на рис. 13.1.1, *в* (соответственно кривые 1 и 2). Из них следует, что схема с нулевым вентилем дает выигрыш в коэффициенте мощности во всем диапазоне регулирования выпрямленного напряжения. Это, правда, связано с ухудшением гармонического состава кривой первичного тока, что уменьшает v_I . Гармонический состав выпрямленного напряжения, напротив, улучшается, что уменьшает пульсации в кривой тока нагрузки. Кроме того, по мере увеличения глубины регулирования растет нагрузка по току нулевого вентиля, приближаясь в пределе к полному току нагрузки. А с учетом того, что в схеме отсутствует возможность инверторного режима, выпрямитель с нулевым вентилем может быть применен только в тех случаях, когда не требуются реверс напряжения на нагрузке и рекуперация энергии из нее.

Двух последних ограничений для схемы с нулевым вентилем можно избежать, если его сделать управляемым. Диаграммы работы схемы в инверторном режиме для этого случая приведены на рис. 13.1.1, *б*. Теперь уже нулевой вентиль вступает в работу с регулируемым углом задержки α_0 после смены полярности ЭДС на вторичных обмотках трансформатора, а выходит из работы при вступлении в действие основного вентиля в моменты времени, задаваемые нерегулируемым углом β_{\min} . В течение интервала β_{\min} нулевой вентиль должен успеть восстановить свои управляющие свойства, так как на интервале α_0 к нему приложено прямое напряжение. На рис. 13.1.1, *б* штриховая кривая — напряжение между анодом и катодом нулевого вентиля.

Из рассмотрения этих кривых следует, что теперь анодный (вторичный) ток протекает только в течение отрицательной полуволны переменного напряжения (при условии пренебрежения углом β_{\min}), т. е. энергия из цепи выпрямленного тока передается в сеть переменного тока. В инверторе без нулевого вентиля анодный ток часть времени (на интервале β) протекает под действием поло-

жительной полуволны напряжения сети переменного тока, что приводит к изменению знака кривой мгновенной мощности, и в конечном итоге к росту потребления реактивной мощности.

Выпрямитель трехфазного тока. Работу выпрямителя трехфазного тока с нулевым вентилем разберем на примере трехфазной мостовой схемы, изображенной на рис. 13.1.2, *а*; диаграммы напряжений и токов, поясняющие ее работу, представлены на рис. 13.1.2, *б*.

Для вступления в работу нулевого вентиля необходимо изменение полярности в кривой мгновенных значений выпрямленного напряжения. В трехфазной мостовой схеме это, как известно, имеет место при углах $\alpha > 60^\circ$, нулевой вентиль будет работать при $\alpha > 60^\circ$. Кривая выпрямленного напряжения построена как разность кривых выпрямленных напряжений катодной (u_{dk}) и анодной (u_{da}) групп вентилях, которые построены в предположении отсутствия нулевого вентиля. Но при смене знака кривой мгновенных значений выпрямленного напряжения открывается нулевой вентиль, через который и замыкается ток нагрузки. При этом напряжение на нагрузке равно нулю, т. е. все аналогично работе нулевого вентиля в схеме выпрямителя однофазного тока. На время работы нулевого вентиля трансформатор как бы отключается от нагрузки (обесточивается). Поэтому ток во вторичной (а также первичной) обмотке фазы *A* имеет разрывной характер (рис. 13.1.2, *б*). В трехфазной мостовой схеме токи в трансформаторе и нагрузке протекают под действием линейных напряжений, а при смене полярности последних вступает в работу нулевой вентиль и трансформатор обесточивается, чем предотвращается возможность возвращения в питающую сеть энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности нагрузки.

Проанализировав эту схему таким же образом, как предыдущую, получим для регулировочной характеристики

$$C_p = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} = 1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right). \quad (13.1.8)$$

Зависимость коэффициента мощности от степени регулирования

$$\chi = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \frac{\sin\left[\frac{\pi}{4} - \frac{1}{2} \arcsin(1 - C_p)\right]}{\sqrt{1 - \frac{2}{\pi} \arcsin(1 - C_p)}} \cos\left[\frac{\pi}{4} + \frac{1}{2} \arcsin(1 - C_p)\right]. \quad (13.1.9)$$

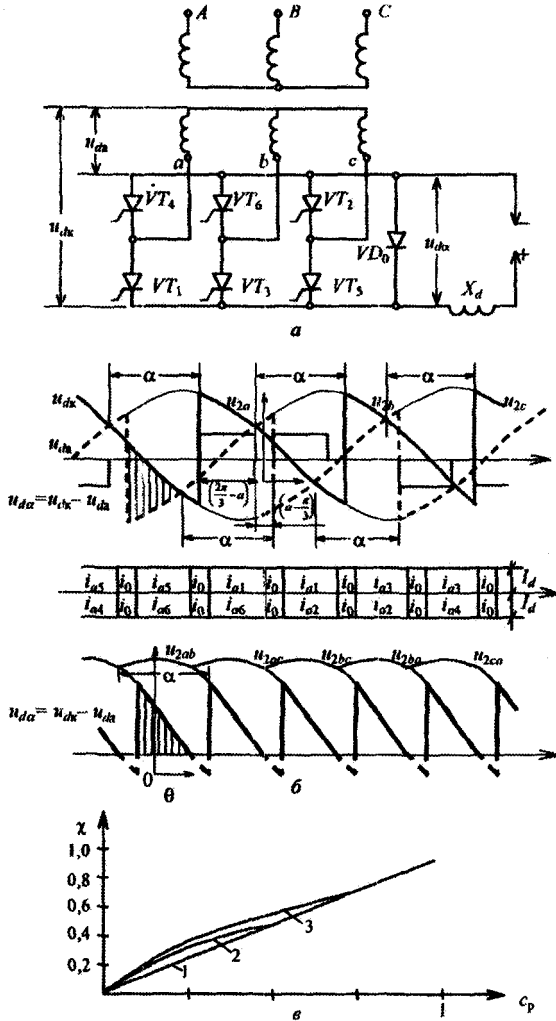


Рис. 13.1.2

График этой зависимости представлен кривой 2 на рис. 13.1.2, в. Кривая 1 изображает зависимость коэффициента мощности в случае отсутствия нулевого вентиля, определяемую формулой

$$\chi = \frac{3}{\pi} \cos \alpha = \frac{3}{\pi} C_p. \quad (13.1.10)$$

Таким образом, в трехфазной мостовой схеме с нулевым вентилем выигрыш в коэффициенте мощности достигается только при $C_p < 0,5$, т. е. в случае глубокого регулирования. Другие особенности этой схемы, обусловленные наличием нулевого вентиля, подобны особенностям выпрямителя однофазного тока с нулевым вентилем и являются общими для любых схем с нулевым вентилем.

13.1.2. ПОЛУУПРАВЛЯЕМЫЕ МОСТОВЫЕ СХЕМЫ

Однофазный полууправляемый мост. *Полууправляемые мостовые схемы*, предложенные Г.И. Бабатом, характеризуются тем, что в них одна группа вентиляей – управляемая, а другая группа – неуправляемая. Два возможных варианта однофазного полууправляемого моста с диаграммами токов и напряжений, поясняющими их работу, приведены на рис. 13.1.3.

В первом варианте (рис. 13.1.3, а) управляемые вентили катодной группы включаются с углом задержки α , а неуправляемые вентили анодной группы – в точках естественного зажигания. В результате этого на интервале, определяемом углом α , оказываются проводящими два последовательно включенных вентиля одного плеча (VT_1 и VD_4 или VD_2 и VT_3), что приводит к замыканию через них тока нагрузки и обесточиванию трансформатора аналогично тому, как это имело место в схеме с нулевым вентилем, т. е. указанные пары основных вентиляей выполняют функцию нулевого вентиля. Эти участки токов заштрихованы на рис. 13.1.3.

Аналогичность форм кривых выпрямленных напряжений в рассматриваемой схеме и схеме однофазного выпрямителя с нулевым вентилем, приведенной на рис. 13.11.1, а, говорит об идентичности их регулировочных характеристик; аналогичность же форм кривых первичного тока говорит и об одинаковой в обеих схемах зависимости входного коэффициента мощности от степени регулирования.

Особенностью этой полууправляемой мостовой схемы при наличии индуктивности в нагрузке является невозможность отключения выпрямителя в режиме непрерывного выпрямленного тока путем снятия с вентиляей управляющих импульсов. Если импульсы управления с вентиляей сняли, например, в момент, когда ток проводил вентиль VT_1 , то мостовая схема превратится в схему, изображенную на рис. 13.1.3, в. При положительной полуволне вторичного напряжения трансформатора ток в нагрузку будет протекать через вентили VT_1 и VD_2 , а при отрицательной полуволне вентиль VD_2 заперт и ток нагрузки замыкается через вентили VD_4 и

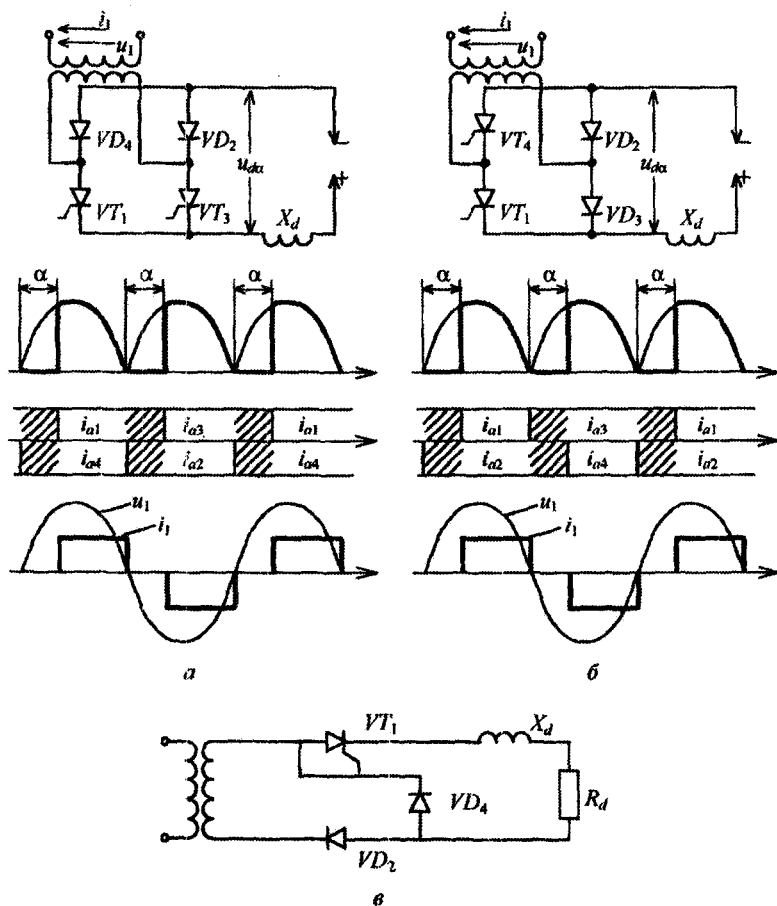


Рис. 13.1.3

VT_1 , выполняющие функции нулевого вентиля. Таким образом, вентиль VT_1 постоянно проводит ток и не может восстановить свои управляющие свойства, а среднее значение напряжения на нагрузке очевидно равно $U_{d0}/2$.

Отмеченный недостаток полууправляемой мостовой схемы можно устранить переводом схемы в режим прерывистого тока увеличением угла α или добавлением нулевого вентиля. Тогда после прекращения подачи управляющих импульсов ток активно-индуктивной нагрузки замкнется через нулевой вентиль, который зашунтирует два последовательно включенных вентиля VT_1 и VD_4 .

и, обесточив их, тем самым даст возможность управляемому вентилю восстановить свои запирающие свойства.

От указанного недостатка свободна другая разновидность полууправляемой мостовой схемы, изображенная на рис. 13.1.3, б. Ввиду того, что здесь одно плечо моста выполнено на неуправляемых вентилях, на интервале работы этого плеча в режиме нулевого вентиля оба управляемых вентиля другого плеча моста восстановят свои управляющие свойства и больше не включаются, если с них были сняты импульсы управления. Но этой схеме присущ свой недостаток, связанный с неравномерностью загрузки управляемых и неуправляемых вентилях при регулировании.

Трехфазный полууправляемый мост. Схема трехфазного моста с управляемыми вентилями катодной группы и неуправляемыми вентилями анодной группы изображена на рис. 13.1.4, а. Режимы работы схемы различны при $\alpha > 60^\circ$ и $\alpha < 60^\circ$, поэтому они рассматриваются поочередно.

Режим с $\alpha < 60^\circ$. В этом режиме полууправляемая мостовая схема не имеет выигрыша в коэффициенте мощности по сравнению с управляемой мостовой схемой. Это связано с тем, что полученный в рассматриваемой схеме выигрыш в коэффициенте сдвига ($\cos \varphi_{(1)}$) сопровождается таким же проигрышем в коэффициенте искажения тока (ν_I) из-за ухудшения формы кривой первичного тока.

Режим с $\alpha > 60^\circ$. Диаграммы токов и напряжений в схеме для этого режима приведены на рис. 13.1.4, в. Кривая выпрямленного напряжения имеет площадки нулевого напряжения вследствие того, что при $\alpha > 60^\circ$ имеются интервалы времени, где одновременно работают два вентиля одного плеча моста. (На рис. 13.1.4, в эти интервалы в кривых анодных токов вентилях заштрихованы.) На этих интервалах два последовательных вентиля плеча моста выполняют функцию нулевого вентиля со всеми вытекающими отсюда последствиями. В частности, первичный ток теперь уже не имеет возможности протекать против линейной ЭДС сети, что служит залогом увеличения коэффициента мощности, который вычисляется ниже.

Подобно предыдущему режиму находим уравнение регулирующей характеристики схемы

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2}\sqrt{3}U_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{U_{d0}}{2} (1 + \cos \alpha)$$

или в относительных единицах

$$C_p = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (13.1.11)$$

т. е. регулировочная характеристика имеет единое аналитическое выражение для обоих режимов.

Коэффициент мощности равен

$$\chi = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{C_p}{\sqrt{1 - \frac{\arccos(2C_p - 1)}{\pi}}}. \quad (13.1.12)$$

График этой зависимости представлен кривой 3 на рис. 13.1.2, в.

Таким образом, трехфазная полууправляемая мостовая схема обеспечивает большой выигрыш во входном коэффициенте мощности, чем трехфазная управляемая с нулевым вентилем. Упрощается здесь также система управления выпрямителем в связи с сокращением в два раза числа каналов управления. Но в этой схеме по сравнению с противопоставляемой худшим оказывается гармонический состав выпрямленного напряжения из-за пульсации его только с тройной частотой (а не с шестикратной, как обычно), а также состав первичного тока (v_1 меньше) и опять исчезает возможность отключения нагрузки путем простого снятия с вентилях управляющих импульсов, поскольку в этом случае среднее значение выпрямленного напряжения (при любой нагрузке с достаточно большим сглаживающим реактором X_d) остается равным $U_{d0}/2$. Кроме того, из-за наличия в работе полууправляемого моста режимов, аналогичных режимам работы схем с нулевым вентилем, следует, что в данной схеме также невозможен реверс напряжения на нагрузке и рекуперация энергии из нее. Это обстоятельство ограничивает диапазон применения полууправляемого моста лишь случаями, не требующими изменения полярности напряжения на нагрузке, в частности неререверсивными электроприводами без рекуперации.

13.1.3. ВЫПРЯМИТЕЛИ СО ВСТРЕЧНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ВЕНТИЛЕЙ В ПЕРВИЧНОЙ ОБМОТКЕ ТРАНСФОРМАТОРА

Схема выпрямителя трехфазного тока на базе неуправляемого моста и управляемых вентилях на первичной стороне трансформатора, образующих регулятор переменного напряжения, приведена

на рис. 13.1.5. В таких схемах функции выпрямления и регулирования напряжения разделены, в отличие от обычных выпрямителей, где обе функции выполняют управляемые вентили собственно выпрямителя.

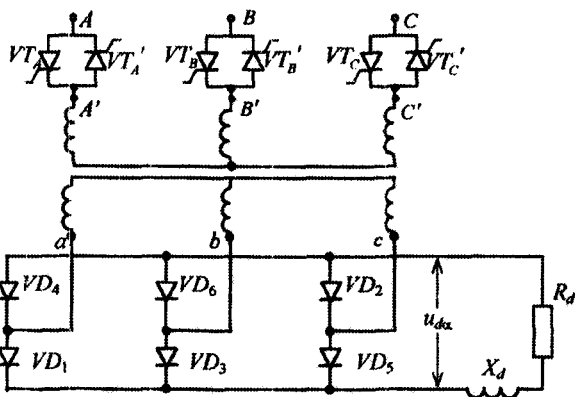


Рис. 13.1.5

В рассматриваемой схеме момент начала проводимости вентиля VD_1 определяется моментом отпирания последовательно с ним включенного управляемого вентиля VT_A , а момент включения вентиля VD_3 — моментом отпирания вентиля VT_B и т.д. Иначе говоря, величина выпрямленного напряжения будет регулироваться изменением углов включения вентилях $VT_A - VT_C$; форма же выпрямленного напряжения будет такова, как в мостовой схеме выпрямления. Однако при $\alpha > 60^\circ$ на тех интервалах времени, когда кривая мгновенных значений выпрямленного напряжения должна содержать отрицательные участки, вступают в работу все вентили моста и, замыкая ток нагрузки, отключают ее от трансформатора, обесточивая его. При этом управляемые вентили, которые проводили ток, также обесточиваются (в предположении, что намагничивающий ток трансформатора отсутствует). Таким образом, процессы в данной схеме аналогичны процессам в управляемой мостовой схеме с нулевым вентилем (см. рис. 13.1.2, б), функцию которого в данном случае выполняют параллельно соединенные плечи моста с вентилями VD_1 и VD_4 , VD_3 и VD_6 , VD_5 и VD_2 . Следовательно, входной коэффициент мощности определяется здесь соотношением (13.1.9) (см. кривую 2 на рис. 13.1.2, в).

Очевидно, что при исполнении собственно выпрямителя по нулевой, а не по мостовой схеме схема с управляемыми вентилями на первичной стороне трансформатора указанного выигрыша в коэффициенте мощности уже не дает.

Выпрямители со встречно-параллельными вентилями в первичной обмотке трансформатора целесообразно применять в следующих случаях:

- 1) при необходимости получения больших выпрямленных напряжений, так как при этом управляемые вентили будут выбирать на напряжение сети, а только диоды – на выпрямленное напряжение;
- 2) при больших токах нагрузки и низких напряжениях, поскольку при этом вместо параллельной работы ряда управляемых вентилях можно использовать меньшее число неуправляемых вентилях на бо, льшие токи;
- 3) при необходимости бесконтактного отключения трансформатора выпрямителя от сети.

13.1.4. ВЫПРЯМИТЕЛИ СО СТУПЕНЧАТЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ВТОРИЧНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Схема выпрямителя однофазного тока со ступенчатым регулированием вторичного напряжения путем секционирования вторичных обмоток, к каждой секции которой присоединены вентили, приведена на рис. 13.1.6, а (где изображен случай двухсекционной обмотки). Схема предложена М. Шляпошниковым применительно к однофазным электровозам. Улучшение коэффициента мощности обеспечивается здесь за счет перехода к меньшим значениям вторичного напряжения трансформатора по мере снижения выпрямленного напряжения (что позволяет работать с меньшими углами регулирования), т. е. за счет введения ступенчатого амплитудного регулирования (наряду с фазовым), что подобно амплитудной модуляции в многоуровневых инверторах напряжения (см. п. 8.2.3).

При двух (n) ступенях вторичного напряжения регулирование выпрямленного напряжения производится двумя (n) этапами. На первом этапе внутренние вентили VT'_1, VT'_3 включаются с углом $\alpha' = 0$, а внешние вентили VT_1, VT_3 – с регулируемым углом α в диапазоне $0 \dots 180^\circ$. Диаграммы токов и напряжений для этого этапа приведены на рис. 13.1.6, б. На втором этапе вентили VT'_1, VT'_3 не включаются, а дальнейшее снижение выпрямленного напряжения обеспечивается за счет регулирования углов включения вентилях VT'_1, VT'_3 . Для дополнительного увеличения коэффициента

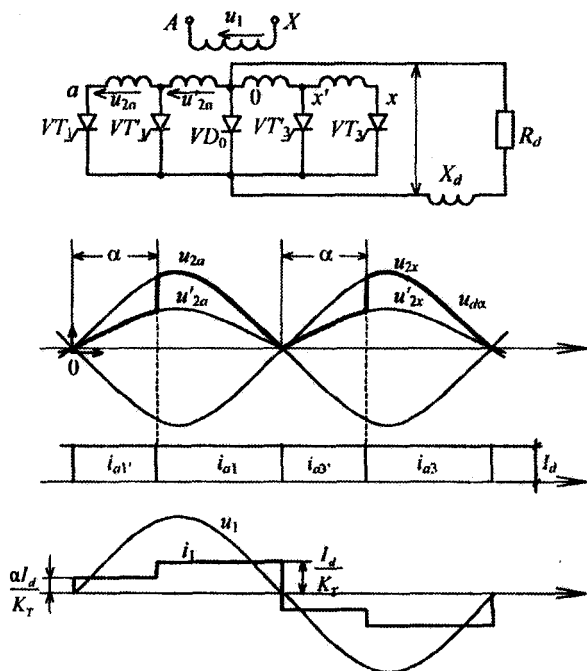


Рис. 13.1.6

мощности на втором этапе регулирования в схему включается еще нулевой вентиль VD_0 .

Определение входного коэффициента мощности выпрямителя произведем по этапам регулирования. Нетрудно убедиться в том, что на первом этапе уравнение регулировочной характеристики имеет вид

$$\frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} = C_p = \frac{1+a+(1-a)\cos\alpha}{2}, \quad (13.1.13)$$

где $U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2$ – выпрямленное напряжение при $\alpha = 0$.

Зависимость коэффициента мощности от степени регулирования теперь выразится в форме

$$\chi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{C_p}{\sqrt{1 + \frac{a^2 - 1}{\pi} \arccos \frac{2C_p - (1+a)}{1-a}}}. \quad (13.1.14)$$

На втором этапе регулирования выпрямленного напряжения ($0 \leq C_p \leq a$) зависимость коэффициента мощности от степени регулирования при наличии нулевого вентиля будет определяться формулой (13.1.6), если в ней C_p заменить на aC_p .

Результирующий график зависимости коэффициента мощности от степени регулирования приведен на рис. 13.1.1, в для $a=1/2$ (кривая 3) и $a=1/3$ (кривая 4) при числе секций $n=2$. Из графика видно, что при двух значениях ($C_p=1$ и $C_p=a$) коэффициент мощности соответствует неуправляемому выпрямителю.

Таким образом, при увеличении числа секций соответственно увеличивается и количество значений C_p , при которых коэффициент мощности равен максимальному значению. Правда, это достигается за счет увеличения числа вентилях и их установленной мощности, а также усложнения конструкции трансформатора (выполнение отводов). Схема нашла применение на электровозах, питающихся от контактной сети однофазного переменного напряжения, а также в регуляторах переменного напряжения с комбинацией фазового и амплитудного способов регулирования (см. разд. 9.2). Принцип амплитудного регулирования совместно с широтно-импульсным регулированием эффективно реализуется в конвертерах с многозонной импульсной модуляцией [178], а также в многоуровневых инверторах напряжения (пп. 8.3.3 и 8.3.4 и 13.6.2).

13.1.5. ВЫПРЯМИТЕЛИ С УЛУЧШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ МОЩНОСТИ ЗА СЧЕТ ИЗМЕНЕНИЯ АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ

Управление с эффектом нулевого вентиля. В мостовых схемах выпрямления нулевой вентиль в цепи выпрямленного напряжения оказывается включенным параллельно вентильным плечам мостовой схемы и, значит, два последовательно включенных проводящих вентиля плеч могут выполнить функцию нулевого вентиля при соответствующем алгоритме управления ими. Для однофазной мостовой схемы алгоритм управления очевиден – вентили одной группы (например, анодной) управляются с углами $\alpha = 0$, а вентили другой группы (например, катодной) управляются с регулируемым углом α в диапазоне $0 \dots (180^\circ - \beta_{\min})$. Это для выпрямительного режима работы мостовой схемы. Для получения инверторного режима работы вентили одной группы управляются с фиксированным углом β_{\min} , а вентили второй группы – с регулируемым углом α , изменяемым в диапазоне от $\alpha_{\min} = \beta_{\min}$ до $\alpha_{\max} = 180^\circ - \beta_{\min}$, как показано на рис. 13.1.7, а.

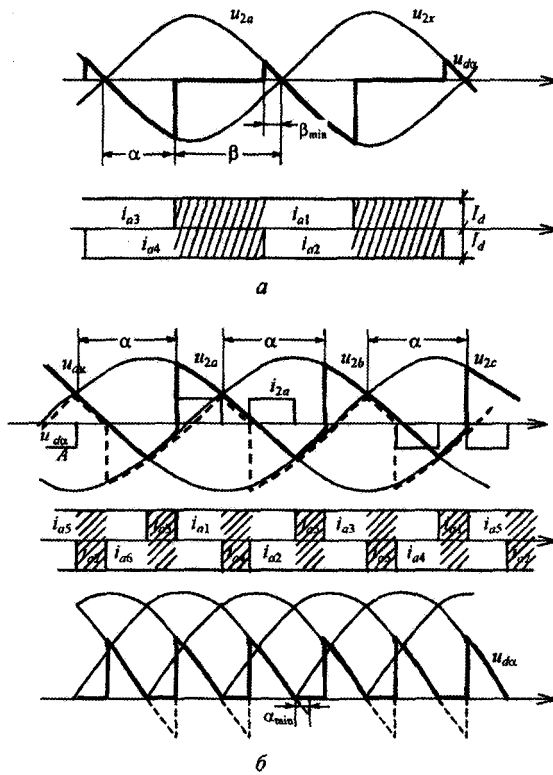


Рис. 13.1.7

В случае трехфазной мостовой схемы (см. рис. 13.1.2) в любой момент времени работают один вентиль катодной группы и один вентиль анодной группы (например, VT_1 и VT_2). Очевидно, что эффект нулевого вентиля при $\alpha > 60^\circ$ можно получить двумя путями: или включением вентиля анодной группы (в данном примере – VT_4) в плече с работающим вентиляем катодной группы VT_1 , или включением вентиля катодной группы VT_5 в плече с работающим вентиляем анодной группы VT_2 . Анализ показывает, что в первом случае добавятся две лишние коммутации за период на каждый вентиль, а во втором случае – только одна. В соответствии с этим рационален следующий алгоритм управления с целью получения эффекта нулевого вентиля в режиме выпрямления: перед включением очередного вентиля с углом α включается с углом опережения $\alpha_{оп} = 60^\circ$ следующий за очередным вентиль той же группы, где должна произойти коммутация. На рис. 13.1.7, б для рассматриваемого примера это

соответствует включению в момент t_1 вентиля VT_5 , причем ток с вентиля VT_1 перейдет на вентиль VT_5 той же группы, поскольку начиная с момента t_1 анодное напряжение вентиля VT_5 (u_{2c}) становится выше анодного напряжения вентиля VT_1 (u_{2a}).

По тем же соображениям, которые были приведены для однофазной мостовой схемы, в случае реверсивного вентиляльного преобразователя следующим за очередным вентилем (в данном случае VT_5) надо включать с углом $\alpha_{\text{он}} = 60^\circ - \alpha_{\text{мин}}$. При этом напряжение на нагрузке будет иметь отрицательный участок на интервале $\alpha_{\text{мин}}$.

Для получения эффекта нулевого вентиля в режиме инвертирования при $\beta > 60^\circ + \beta_{\text{мин}}$ алгоритм управления вентилями моста должен быть следующий: в момент очередной коммутации, задаваемой регулируемым углом β , включается не очередной вентиль, а вентиль, следующий за очередным в той же группе; очередной же вентиль включается позднее с неизменным углом $\beta' = 60^\circ + \beta_{\text{мин}}$.

Таким образом, только за счет некоторого изменения закона управления вентилями возможно повысить входной коэффициент мощности выпрямителя до значений, как в схеме с включением дополнительного нулевого вентиля.

Поочередное (разновременное) управление. Смысл поочередного (разновременного) управления состоит в том, что различные группы вентиляей в схеме одиночного выпрямителя либо те или иные одиночные преобразователи в групповом преобразователе управляются по различным законам, причем когда одна группа вентиляей регулируется, другая группа работает как нерегулируемая, т. е. с максимальным коэффициентом мощности.

Принцип такого управления разберем на примере группового выпрямителя однофазного тока, состоящего из двух одиночных выпрямителей, включенных последовательно на стороне постоянного тока и параллельно на стороне переменного тока (рис. 13.1.8, а).

Регулирование выпрямленного напряжения от максимального до нулевого обеспечивается за счет регулирования углов α (в диапазоне $0 \dots 180^\circ - \beta_{\text{мин}}$) одного выпрямителя (на вентилях VT_5, VT_7), между тем как другой выпрямитель (вентили VT_1, VT_3) работает с $\alpha = 0$ (рис. 13.1.8, б). При этом на рис. 13.1.8, б токи i'_1 и i'_2 фиктивные, которые протекали бы в первичной обмотке трансформатора, относясь соответственно к одиночной работе первой и второй схем выпрямителя. Результирующий ток i_1 определяется суммой этих фиктивных токов и имеет такой же вид, как и в соответствующей схеме с нулевым вентилем. Формы кривых выпрямленного напряжения также совпадают в этих схемах, т. е. и зависимость

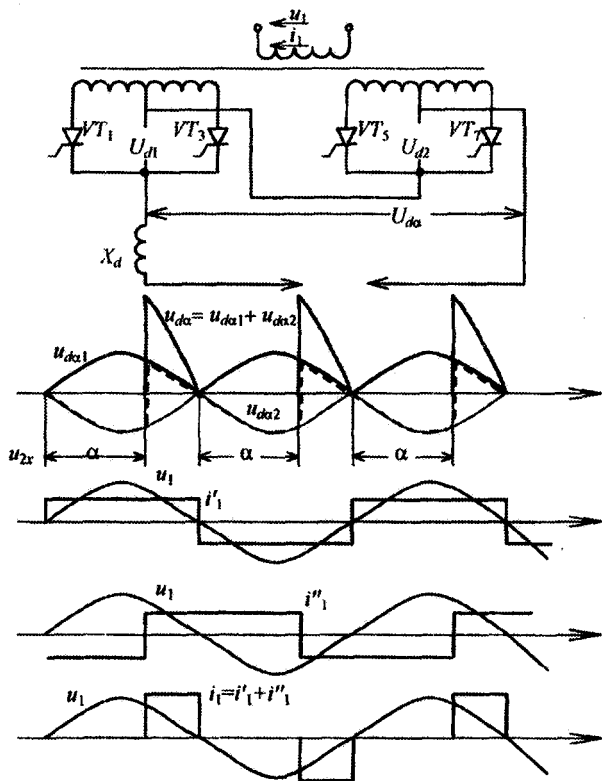


Рис. 13.1.8

коэффициента мощности от степени регулирования будет характеризоваться соотношением (13.1.6).

Для реверса напряжения на нагрузке (получения инверторного режима) необходимо регулировать углы α первого выпрямителя (в диапазоне $0 \dots 180^\circ - \beta_{\min}$) при постоянном значении углов включения второго выпрямителя ($\alpha = 180^\circ - \beta_{\min}$).

По сравнению со схемой, в которую входит нулевой вентиль, или схемой, где имеем управление с эффектом нулевого вентиля, в рассматриваемом случае при регулировании будут в трансформаторе несколько бóльшие потери по той причине, что ток в его вторичных обмотках протекает непрерывно.

Таким образом, и здесь только за счет управления получен выигрыш во входном коэффициенте мощности. В сложных схемах

выпрямителей дополнительный эффект в увеличении входного коэффициента мощности можно получить за счет комбинированного применения нескольких алгоритмов нестандартного управления.

13.2. ВЫПРЯМИТЕЛИ-УМНОЖИТЕЛИ И ВЫПРЯМИТЕЛИ-ДЕЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

13.2.1. ВЫПРЯМИТЕЛИ-УМНОЖИТЕЛИ ОДНОФАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Предельные рабочие напряжения современных полупроводниковых приборов приближаются к 10 кВ, а высоковольтные потребители требуют постоянных напряжений в сотни тысяч и миллионы вольт. Получить такие уровни напряжений, во много раз превосходящие предельно допустимые напряжения вентиляей, можно в *схемах выпрямителей-умножителей* напряжения. Две простейшие схемы удвоения выпрямленного напряжения представлены на рис. 13.2.1.

В первой схеме (рис. 13.2.1, а) при отрицательной полярности напряжения вторичной обмотки конденсатор C_1 заряжается через диод VD_1 практически до амплитудного значения вторичного напряжения трансформатора U_m . При положительной полярности напряжения вторичной обмотки трансформатора открывается диод VD_2 и конденсатор C_2 заряжается под действием суммы напряжения обмотки и напряжения конденсатора C_1 , т. е. до двойного амплитудного значения вторичного напряжения трансформатора.

Во второй схеме (рис. 13.2.1, б) конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются соответственно через диоды VD_1 и VD_2 при положительной и отрицательной полярности вторичного напряжения трансформато-

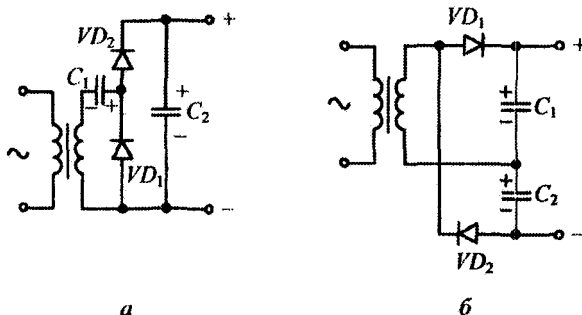


Рис. 13.2.1

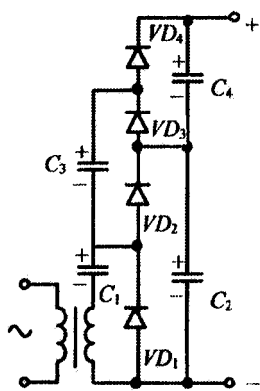


Рис. 13.2.2

ра, работающего здесь в двухтактном (двухполупериодном) режиме. Точка соединения емкостей может использоваться как средняя точка источника постоянного двухполярного напряжения там, где это требуется.

На основе схемы, приведенной на рис. 13.2.1, *a*, строится схема выпрямителя-умножителя с коэффициентом умножения в произвольное (четное и нечетное) число раз, как показано на рис. 13.2.2. Конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются таким же образом, как в схеме рис. 13.2.1, *a*. Емкость C_3 заряжается от конденсатора C_2 через диод VD_3 в то время, когда амплитуда отрицательной

полувольты вторичного напряжения компенсируется положительным напряжением примерно той же величины на конденсаторе C_1 .

Напряжение на конденсаторе C_3 также будет близко двойному амплитудному значению вторичного напряжения трансформатора U_m . От конденсатора C_3 во время положительной полувольты вторичного напряжения через диод VD_4 заряжается конденсатор C_4 по контуру, замыкаемому через конденсатор C_2 , вторичную обмотку трансформатора, конденсатор C_1 . Результирующая сумма напряжений на этих трех элементах в указанном контуре будет близка нулю. Значит, конденсатор C_4 зарядится также до напряжения, равного двойной амплитуде вторичного напряжения трансформатора. В итоге на всех конденсаторах умножителя, кроме C_1 , установится напряжение, близкое к двойной амплитуде вторичного напряжения трансформатора. Значит, результирующее напряжение на верхней обкладке верхнего конденсатора правой гирлянды из n конденсаторов будет иметь значение, равное $2U_m n$ относительно общей точки (земли), и аналогично для левой гирлянды конденсаторов это напряжение будет равно $(2n - 1)U_m$.

Альтернативное решение по получению высоковольтных постоянных напряжений, основанное на базовой схеме выпрямления, требует высоковольтного трансформатора, высоковольтных вентилях, получаемых последовательным их соединением с делителями напряжения, высоковольтного конденсатора, также выполняемого путем последовательного соединения низковольтных конденсаторов опять же с делителями напряжения. Как правило, это решение получается более дорогим и трудным в конструктивной реализации.

Двухтактный выпрямитель-умножитель напряжения позволяет использовать готовые конструктивные модули из однофазных диодных мостовых схем, как это видно из схемы умножителя, представленной на рис. 13.2.3. Конденсаторы внутри мостов, аналогичные по функциям конденсаторам C_2, C_4, C_6, \dots однотактных умножителей типа приведенных на рис. 13.2.2, получают поочередно подзаряд от вторичных обмоток трансформаторов левого и правого квазиоднотактных умножителей, образующих двухтактный умножитель. Реально подобная диодно-конденсаторная конструкция из 25 каскадов на напряжение 2200 кВ представляет собой колонку высотой около 15 м. При этом обратное напряжение на диодах составляет около 100 кВ, что требует соответствующей гирлянды диодов.

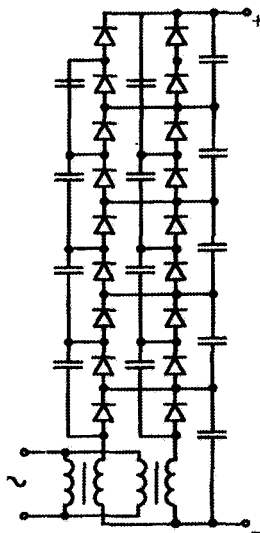


Рис. 13.2.3

13.2.2. ВЫПРЯМИТЕЛИ-УМНОЖИТЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

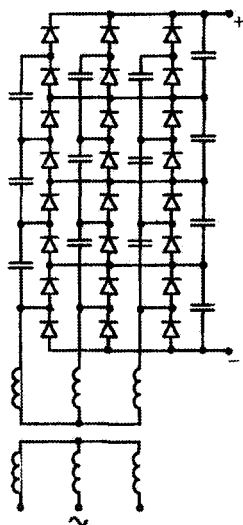


Рис. 13.2.4

Хотя токи высоковольтных потребителей постоянного напряжения обычно малы (от микроампер до десятков миллиампер), мощности могут достигать десятков киловатт. В этих случаях выпрямитель-умножитель выполняется с питанием от трехфазной сети.

На рис. 13.2.4 приведена схема трехфазного выпрямителя-умножителя с четырьмя ступенями умножения напряжения. Ее можно рассматривать как последовательную композицию из четырех трехфазных выпрямителей, выполненных по мостовым схемам выпрямления.

Внешняя характеристика такого умножителя имеет следующее выражение при n ступенях умножения [14]:

$$U_d = n\sqrt{2}\sqrt{3}U_2 - \frac{2n^3 - 3n^2 + 4n}{36fC} I_d, \quad (13.2.1)$$

а коэффициент пульсаций постоянного напряжения равен

$$K_n = \frac{1}{12\sqrt{2}fC} \frac{I}{\sqrt{6}U_2}. \quad (13.2.2)$$

Для уменьшения значения емкостей конденсаторов и улучшения качества постоянного напряжения такой выпрямитель-умножитель рационально питать переменным напряжением повышенной частоты (400, 800 Гц).

13.2.3.* ВЫПРЯМИТЕЛИ-ДЕЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

В бестрансформаторных выпрямителях-умножителях напряжения использовалось каскадное включение диодно-конденсаторных ячеек, при этом каждый конденсатор заряжался до двойного значения амплитуды переменного напряжения сети, а по отношению к выходу конденсаторы становились включенными последовательно и выходное напряжение оказывалось умноженным в соответствующее число раз. Трансформатор в схемах, представленных на рис. 13.2.1–13.2.4, выполняет только функцию гальванической развязки и при отсутствии этого требования может быть исключен из схемы.

В бестрансформаторных *выпрямителях-делителях напряжения* диодно-конденсаторные ячейки на первом подынтервале периода своей работы оказываются включенными последовательно с напряжением сети, а на втором подынтервале с помощью управляемых ключей – включенными параллельно по отношению к выходу выпрямителя. В результате выходное напряжение выпрямителя получается меньше амплитуды входного напряжения сети в число раз, равное числу диодно-конденсаторных ячеек.

Первые подобные схемы выпрямителей-делителей появились еще на рубеже 40-х годов прошлого столетия, затем было предложено много вариантов схем, только в последние годы их разработки интенсифицировались в связи с достижениями интегральной микросхемотехники и возможности реализации таких безындуктивных схем методами интегральной технологии в виде готовых микроминиатюрных вторичных источников электропитания.

Типовая схема выпрямителя-делителя напряжения приведена на рис. 13.2.5. Она содержит два входных ключа K'_1 и K'_2 , работающих синхронно, два выходных ключа K_2 и K_2' , также работающих синхронно, и блок накопления электрической энергии и деления напряжения (БНД), образованный диодно-конденсаторными ячейками. Входные и выходные ключи работают без перекры-

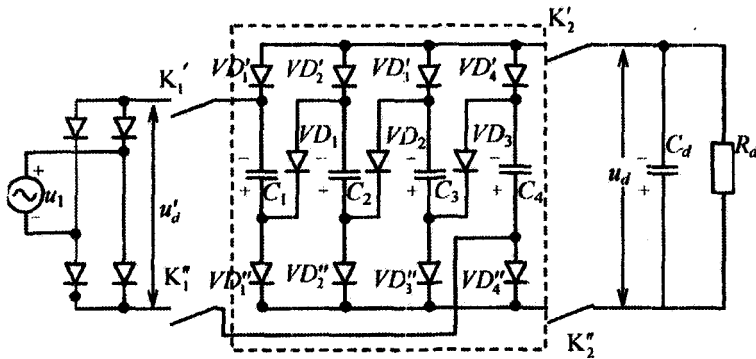


Рис. 13.2.5

тия. При включении входных ключей конденсаторы через зарядные диоды $VD'_1 - VD'_{N-1}$ оказываются включенными последовательно и подключенными к выходу выпрямительного однофазного моста. На этом подынтервале идет их подзаряд от выпрямленного напряжения сети u'_d . Временные диаграммы работы схемы представлены на рис. 13.2.6. Ток заряда i_1 на первом подынтервале ограничивается только прямыми сопротивлениями выходных ключей и зарядных диодов $VD'_1 - VD'_{N-1}$ и характеризуется малой длительностью, т. е. большим значением коэффициента амплитуды. На втором подынтервале периода включаются выходные ключи K'_2 и K''_2 . При этом все конденсаторы через свои разрядные диоды $VD''_1 - VD''_1$, $VD''_2 - VD''_2$ и т.д. оказываются подключенными параллельно к выходному конденсатору фильтра C_d нагрузки R_d . Процесс разряда накопительных емкостей ячеек пойдет на емкость фильтра C_d и нагрузку. В момент достижения мгновенным значением выпрямленного напряжения, равного сумме напряжений на накопительных конденсаторах, необходимо выключить выходные ключи и включить снова входные ключи, один цикл работы БНД закончится.

В этом случае входные и выходные ключи, кроме рассмотренной здесь функции управления интервалами заряда и разряда накопительных емкостей, реализуют еще функцию оператора «гальва-

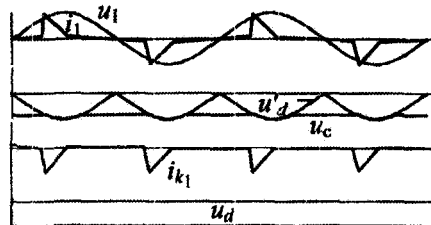


Рис. 13.2.6

нической» развязки входной и выходной цепей выпрямителя-делителя напряжения, т. е. операцию I_R , которая рассмотрена в п. 13.3.1. Для работы схемы было бы достаточно по одному ключу на входе и выходе, но для обеспечения указанной развязки по обоим проводникам однофазной питающей сети использованы ключи в цепях обоих проводников. При этом каждая точка выходной цепи выпрямителя-делителя изолирована от каждой точки входной цепи обратным сопротивлением выключенного ключа.

Регулирование (стабилизацию) выходного напряжения можно осуществить изменением скважности работы входных и выходных ключей [181].

Таким образом, данный выпрямитель-делитель позволяет получать выходное напряжение, в идеале в целое число раз меньше амплитуды напряжения питающей сети, но имеет низкий входной коэффициент мощности за счет низкого значения коэффициента искажения входного тока.

13.3. СОСТАВНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ЗВЕНОМ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

13.3.1.* ПОДХОД К ФОРМАЛИЗАЦИИ ПОИСКА СТРУКТУР СОСТАВНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Преобразование переменного тока в регулируемый постоянный, т. е. управляемое выпрямление, может выполняться как хорошо изученным путем – в базовых схемах выпрямителей на вентилях с неполным управлением и фазовым регулированием, так и нетрадиционным – в структурах с широтно-импульсным регулированием. В связи с меньшей изученностью второго направления проведем здесь системный анализ возможных на сегодня его альтернативных вариантов.

В соответствии с назначением преобразования и указанной целью анализа под преобразовательной системой здесь будем понимать устройство связи сетей переменного тока и регулируемого постоянного тока. Указанная система для выполнения своего целевого назначения должна выполнять функции:

- гальванической изоляции (при необходимости) сетей переменного и постоянного токов;
- согласования уровней напряжения;
- преобразования рода тока (здесь переменного в постоянный);

- регулирования напряжения в выходной сети;
- электромагнитной совместимости системы с сетями и средой.

Функция гальванической изоляции может быть выполнена различными операторами, за которыми, в свою очередь, скрыты различные схемные структуры: оператором электромагнитной изоляции (трансформатор) – I_E , оператором размыкания цепи (ключ) – I_R , оператором электростатической изоляции (емкость) – I_C . Первый оператор реализуется только в цепи переменного тока, третий – постоянного, второй – переменного и постоянного.

Функция согласования уровней напряжения может быть выполнена следующими операторами: оператором электромагнитной трансформации S_E , оператором – накопителем с помощью LC -накопителей электромагнитной энергии S_N , оператором – множителем (делителем) в целое число раз S_Y путем переключения емкостных накопителей с параллельного (последовательного) включения на последовательное (параллельное) включение. Возможен и дуальный оператор S_Y^T , появившийся в процессе анализа: умножение (деление) в целое число раз тока аналогичным переключением индуктивных накопителей, что может быть особенно эффективно использовано в преобразователях источников тока.

Операторы S_N, S_Y, S_Y^T могут реализоваться в цепях переменного и постоянного токов, оператор S_E – в цепи переменного тока.

Преобразованием рода тока назовем операции, связанные с изменением частоты, рода тока (переменный, постоянный), числа фаз или характера источника (источник напряжения – в источник тока или наоборот).

Введем следующие обозначения:

P_W – оператор преобразования переменного тока в постоянный (выпрямление);

P_W^{-1} – оператор преобразования постоянного тока в переменный (инвертирование), т. е. оператор, обратный P_W ;

P_f – оператор преобразования переменного тока одной частоты в переменный ток другой повышенной частоты;

P_f^{-1} – оператор, обратный P_f ;

P_V – оператор преобразования числа фаз переменного напряжения в сторону их увеличения (фазорасщепитель);

P_V^{-1} – оператор, обратный P_V ;

P_I – оператор преобразования источника напряжения в источник тока;

P_I^{-1} – оператор, обратный P_I .

Регулированием напряжения (тока) будем называть управляемое изменение его величины (амплитуды), фазы (для переменного тока), длительности протекания, что выполняется соответственно операторами R_A , R_V , R_D . Очевидно, что оператор R_V может реализоваться только в цепи переменного тока, а операторы R_A и R_D могут реализоваться в любой цепи.

Функция электромагнитной совместимости преобразовательной системы с входными и выходными сетями (надсистемы) и при необходимости отдельных преобразовательных подсистем между собой может быть осуществлена или оператором пассивной фильтрации (реактивным фильтром) E_p или оператором активной фильтрации (компенсации) E_A . Оба оператора еще можно разделять по следующим признакам: совмещение по напряжению $E_p^N(E_A^N)$, когда устройство совмещения вводится последовательно, совмещение по току $E_p^I(E_A^I)$, когда оно вводится параллельно совмещаемым цепям, и смешанное совмещение $E_p^S(E_A^S)$ – при параллельно-последовательном или последовательно-параллельном включении совмещающего устройства.

Таким образом, каждая функция преобразовательной системы реализуется некоторым множеством способов (операторов), а каждый оператор, в свою очередь, некоторым множеством элементарных структур (в топологическом смысле). Зная свойства этих элементарных структур, определяем свойства элементарных операторов, а по ним и свойства всей преобразовательной системы при решении задачи анализа. При решении обратной задачи, т. е. задачи синтеза преобразовательной системы, наоборот, по требуемым свойствам операторов находят отвечающие им структуры.

Ограничимся здесь композицией (декомпозицией) преобразовательной системы на операторном уровне, переходы отдельный оператор – элементарная структура показаны в работе [183]. В зависимости от вида и места каждого оператора комбинаторным способом может быть порождено множество композиций общего оператора преобразовательной системы.

Для формализации процедуры перечисления всех получаемых композиций удобно введение искусственного языка. Пер-

Первый вариант такого языка получаем, используя приведенный алфавит элементарных операторов и сформулировав правила синтаксиса, в которых должны быть отражены правила записи при последовательном и параллельном выполнении элементарных операторов, правила сопряжения операторов, аксиомы тождественных преобразований. Тогда для общего оператора преобразования можно строить формальные выражения, обладающие известной семантикой. Например, для двух базовых выпрямителей рассматриваемого класса – выпрямителя с разделенными функциями выпрямления и ШИР (неуправляемый выпрямитель плюс широтно-импульсный преобразователь постоянного напряжения, см. разд. 7.1) и выпрямителя с совмещенными функциями выпрямления и ШИР (см. разд. 3.11) операторные выражения общего оператора O имеют вид:

для первого случая

$$O_1 = (I_E \oplus S_E) P_W E_p^S R_D E_p^N, \quad (13.3.1)$$

для второго

$$O_2 = (I_E \oplus S_E) (P_W \oplus R_D) E_p^N. \quad (13.3.2)$$

Здесь знак \oplus означает параллельное (одновременное) выполнение двух операторов, которое не может быть разделено, а знак «+» – параллельное выполнение независимых (разделимых) операторов.

Эти формулы можно преобразовывать по законам алгебры с тем только ограничением, чтобы у двух последовательно выполняемых операторов тип выходного сигнала первого оператора соответствовал типу входного сигнала второго оператора, а у двух параллельно выполняемых операторов такое соответствие должно быть у входных и выходных сигналов.

Для наглядности у операторов можно помещать тип сигнала на входе и выходе, тогда, например, выражение (13.3.1) можно записать так:

$$O_1 = \sim(I_E \oplus S_E) \sim(P_W) = (E_p)^= (R_D)^= (E_p)^=. \quad (13.3.3)$$

Формы сигналов (напряжений), на которые воздействуют отдельные операторы, показаны на рис. 13.3.1 и 13.3.2 для выражений (13.3.1) и (13.3.2) соответственно.

В зависимости от способности операторов, действующих с переменными сигналами, передавать в том или ином направлении активную и реактивную мощности и от способности операторов, действующих с постоянными сигналами, работать с той или иной полярностью напряжения и тока можно установить и свойство со-

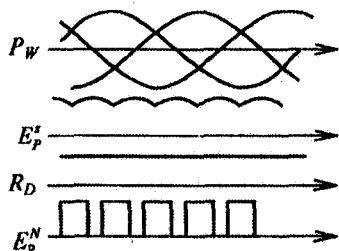


Рис. 13.3.1

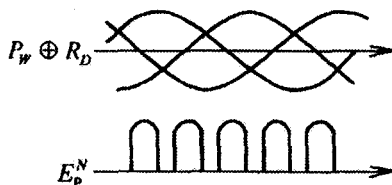


Рис. 13.3.2

ставного оператора обеспечивать баланс по активным и реактивным (неактивным) мощностям. При этом необходимо учитывать вид оператора регулирования и характер требующихся для его реализации вентилях (с неполным управлением, с полным управлением). Указанные аспекты можно использовать при более глубокой классификации операторов.

Другие альтернативные решения по построению преобразовательной системы заданного назначения можно получить, поразному комбинируя элементарные операторы. Из всего множества возможных комбинаций отметим здесь только наиболее интересные.

Переставив единичные операторы P и R в первой формуле (переместительный закон), получим общий оператор в виде

$$O_3 = (I_E \oplus S_E) R_D P_W E_p^N, \quad (13.3.4)$$

чему соответствует ШИР переменного (вторичного) напряжения трансформатора с последующим выпрямлением. На рис. 13.3.3 показаны напряжения, которые перерабатываются операторами R_D, P_W, E_p^N (см. схему на рис. 13.3.12).

Далее, переставляя местами первый и второй операторы в формуле (13.3.4) и совмещая с последним оператор P_f , получим общий оператор вида

$$O_4 = (P_f + R_D) (I_E \oplus S_E) P_W E_p^N, \quad (13.3.5)$$

соответствующий преобразовательной системе с промежуточным звеном однофазного регулируемого прямоугольного напряжения. Формы напряжений, с которыми работают операторы (квазиШИР), показаны на рис. 13.3.4 (схема такой преобразовательной системы приведена на рис. 13.3.9).

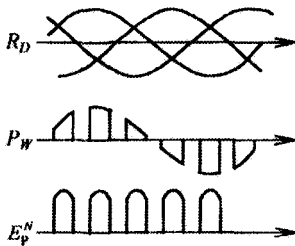


Рис. 13.3.3

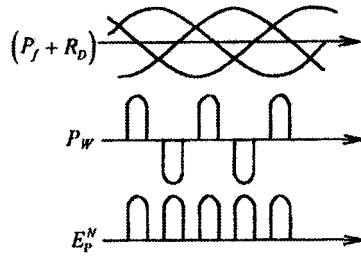


Рис. 13.3.4

Переноса оператор R в выражении (13.3.5) от первого оператора преобразования P_f ко второму P_W , получим общий оператор в форме

$$O_5 = P_f(I_E \oplus S_E)(P_W + R_V)E_p^N, \quad (13.3.6)$$

соответствующий системе с промежуточным звеном нерегулируемого прямоугольного напряжения. Формы напряжений, на которые воздействуют отдельные операторы, приведены на рис. 13.3.5 (квазиШИР).

При другом виде оператора P_W (например, выпрямлении в схеме с нулевым вентилем) форма напряжения после действия частного оператора P_W в общем операторе (13.3.5) будет иметь вид, показанный на рис. 13.3.3, в.

Переноса в общем операторе (13.3.2) оператор E_p^N на позицию вперед и располагая на его месте оператор E_p^I , получим выражение

$$O_6 = (I_E \oplus S_E)E_p^N(P_W^{-1} + R_D)E_p^I, \quad (13.3.7)$$

соответствующее системе с обращенным инвертором напряжения (см. п. 3.11.3). Диаграммы напряжений, с которыми оперируют локальные операторы, показаны на рис. 13.3.6 (скрытый ШИР).

Еще один оператор квазиШИР можно получить, запараллелив два оператора, соответствующие обычному выпрямлению с фазовым регулированием (R_V):

$$O_6 = ((I_E \oplus S_E)(P_W + R_V)E_p^N) + ((I_E \oplus S_E)(P_W + R_{\bar{V}})E_p^N) \quad (13.3.8)$$

или аналогично (при общем трансформаторе)

$$O_6 = (I_E \oplus S_E)((P_W + R_V)E_p^N + (P_W + R_{\bar{V}})E_p^N), \quad (13.3.9)$$

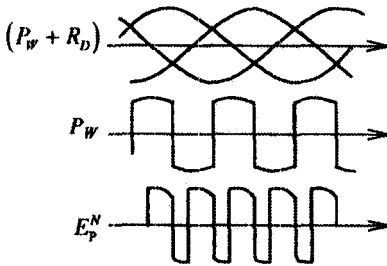


Рис. 13.3.5

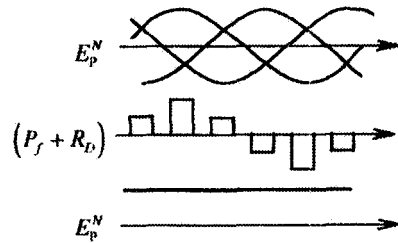


Рис. 13.3.6

причем у второго оператора регулирование фазовое опережающее $R_{\bar{v}}$. Диаграммы сигналов, получаемых после регулирования отдельными операторами R_v и $R_{\bar{v}}$ и на общем выходе, приведены на рис. 13.3.7.

Таким образом, формализовав процедуру получения выражения для результирующего оператора преобразования электрической энергии вида переменный ток — постоянный ток, можно автоматически с помощью соответствующей программы для ЭВМ генерировать все возможное множество результирующих операторов данного вида преобразования. Располагая для каждого вида оператора набором его схемных реализаций, можно комбинаторным путем генерировать все множество

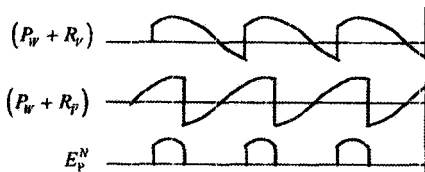


Рис. 13.3.7

возможных схемных решений для результирующего оператора. Тогда эвристическая на сегодня процедура синтеза новых преобразовательных систем приобретает определенную регуляризацию и формализацию и может быть реализована в программе.

13.3.2. ВЫПРЯМИТЕЛИ С ВЫСОКОЧАСТОТНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ

Использование в процессе преобразования электрической энергии из переменного тока в постоянный (в выпрямителях) промежуточного звена преобразования с повышенной частотой позволяет облегчить решение трех проблем при выпрямлении. Во-первых, проблему гальванической развязки цепей входа и выхода выпрямителя, так как трансформатор теперь из цепи входа (50 Гц) переносится в промежуточную цепь повышенной частоты (обычно об-

ласть от килогерц до многих мегагерц в маломощных выпрямителях). Во-вторых, проблему фильтрации постоянного напряжения, так как затраты на фильтры уменьшаются с ростом частоты фильтруемых гармоник. В третьих, улучшить форму входного тока.

Типовая структурная схема выпрямителя с промежуточным звеном повышенной частоты представлена на рис. 13.3.8. Она содержит неуправляемый входной выпрямитель (НВ), теперь, как правило, корректор коэффициента мощности (ККМ), фильтр (Φ_1), автономный инвертор высокой частоты (АИ), трансформатор (Тр), выходной выпрямитель (ВВ) и выходной фильтр (Φ_2). Тип используемого автономного инвертора определяет способ регулирования (стабилизации) выходного постоянного напряжения, рабочую частоту инвертора, тип выходного фильтра.

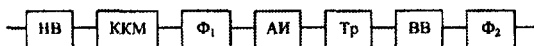


Рис. 13.3.8

На рис. 13.3.9 приведена принципиальная схема выпрямителя с инвертором напряжения по однофазной мостовой схеме и ШИР.

Однократный ШИР в инверторе позволяет стабилизировать выпрямленное напряжение неуправляемого выходного выпрямителя. Фильтр Φ_2 при этом обязательно типа L_2C_2 -фильтра. Прямоугольное выходное напряжение инвертора напряжения позволяет уменьшить параметры реактивных элементов выходного фильтра Φ_2 . Но в самом инверторе напряжения две серьезные проблемы. Во-первых, обеспечение отсутствия постоянной составляющей в выходном напряжении инвертора, способной привести к насыщению выходного трансформатора от постоянной составляющей первичного тока. Это требует или соответствующего контроля вольт-секундных интегралов полуволн напряжения при управлении инвертором или включения последовательно с первичной обмоткой трансформатора разделительного конденсатора. Во-вторых, снижение потерь на коммутацию в транзисторах инвертора, обусловленных прямоугольной формой токов транзисторов, а также наличием сквозных токов в звене постоянного напряжения инвертора

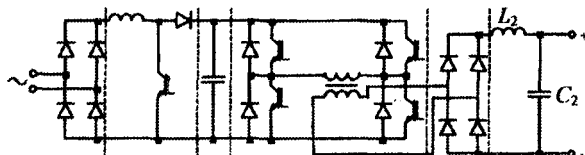


Рис. 13.3.9

из-за его кратковременного короткого замыкания через включающийся транзистор и транзистор, выключающийся (конечное время) в том же плече инвертора. Это требует введения в импульсы управления транзисторов «мертвой» паузы, обеспечивающей задержку включения открывающегося транзистора на время выключения закрывающегося транзистора.

Наряду с использованием инвертора напряжения в качестве автономного инвертора этой системы широко применяется и вариант с резонансным инвертором. Последний выполняется на транзисторах обычно по полумостовой схеме и работает на частоте выше резонанса (см. п. 8.2.2). Схема одного варианта такого выпрямителя приведена на рис. 13.3.10.

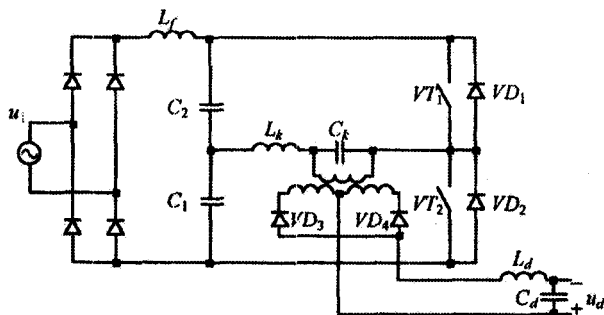


Рис. 13.3.10

Здесь конденсатор фильтра в звене постоянного напряжения разделен на два последовательно включенных конденсатора — C_1 и C_2 , средняя точка между ними используется для подключения резонансного $L_k C_k$ -контура. Выходное напряжение резонансного инвертора снимается с коммутирующего конденсатора C_k (параллельный резонансный инвертор), через трансформатор подается на выходной выпрямитель на диодах VD_3, VD_4 . Ключи, в качестве которых используются те или иные транзисторы (VT_1 и VT_2), в инверторе включаются при нулевом или малом значении полуволны тока резонансного контура, т. е. работают с меньшими потерями, чем в инверторе напряжения, где ток в открывающемся транзисторе появляется скачком. Поэтому рабочие частоты резонансного инвертора в таком выпрямителе с промежуточным звеном повышенной частоты выше, чем в варианте с инвертором напряжения. Но здесь имеется такая особенность: регулирование (стабилизация) выпрямленного напряжения осуществляется изменением частоты управления, что делает спектр электромагнитных помех такого

выпрямителя нестационарным по частоте гармоник, а режим работы колебательного контура – неоптимальным.

Отмеченный недостаток схемы, связанный с изменением частоты, можно устранить, если сам инвертор выполнить по однофазной мостовой схеме, т. е. с четырьмя транзисторно-диодными парами (ключами). При этом не потребуется наличие средней точки источника постоянного напряжения на входе инвертора, получаемой искусственно с помощью емкостного делителя. Регулирование (стабилизация) выходного напряжения выпрямителя в этом случае делается за счет широтно-импульсного регулирования переменного напряжения (как в инверторе напряжения, см. нижнюю диаграмму на рис. 8.3.3), подаваемого на $L_{\kappa}C_{\kappa}$ -контур инвертора. Здесь уже частотный спектр электромагнитных помех при изменении ширины импульсов напряжения на входе $L_{\kappa}C_{\kappa}$ -контура остается стационарным, т. е. новых гармоник регулирование не вносит.

13.3.3.* ВЫПРЯМИТЕЛИ С ВЫСОКОЧАСТОТНЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В рассмотренных двух случаях выпрямителей с наличием в промежуточном звене инвертора напряжения или резонансного инвертора регулирование (стабилизация) выпрямленного напряжения осуществлялось изменением скважности переменного напряжения (широтно-импульсным или частотным) оператора регулирования R_{ρ} . Можно выполнить эту операцию и применительно к входному переменному напряжению выпрямителя, не используя блок автономного инвертирования. Для этого переменное напряжение u_1 сети частотой 50 Гц преобразуется двухполярным широтно-импульсным регулятором переменного напряжения с коммутационной функцией Ψ_p в высокочастотное переменное u_p , как показано на первой развертке рис. 13.3.11.

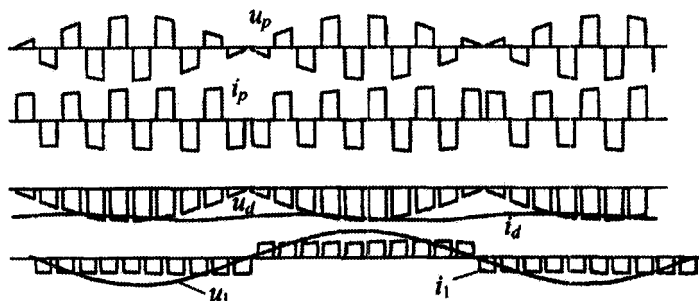


Рис. 13.3.11

Это напряжение не содержит гармоник частоты сети (50 Гц) и может быть изменено высокочастотным трансформатором. Действительно, спектр этого напряжения можно получить умножением спектра единичной коммутационной функции ψ_p в форме

$$\psi_p = \sum_k \sqrt{2} \Psi_{p(k)} \sin(k\omega t - \varphi_k) \quad (13.3.10)$$

на моногармонику напряжения сети u_1 :

$$\begin{aligned} u_p &= u_1 \psi_p = \sum_k \sqrt{2} \Psi_{p(k)} \sin(k\omega t - \varphi_k) \sqrt{2} U_1 \sin \omega t = \\ &= \sum_k U_1 \Psi_{p(k)} \cos[(k-1)\omega t - \varphi_k] - \sum_k U_2 \Psi_{p(k)} \cos[(k+1)\omega t - \varphi_k], \end{aligned} \quad (13.3.11)$$

где $\Psi_{p(k)}$ – действующее значение k -й гармоники коммутационной функции, а φ_k – фаза этой гармоники.

Из спектра напряжения u_p по (13.3.11) следует, что он содержит только высокочастотные гармоники, определяемые частотой единичной коммутационной функции ψ_p с широтно-импульсным регулированием (см. среднюю диаграмму на рис. 8.3.3). Напряжение регулятора u_p , прикладываемое к первичной обмотке высокочастотного трансформатора, имеет вид, показанный на первой диаграмме рис. 13.3.11. Подвергая это импульсное напряжение выпрямлению, можно получить выпрямленное напряжение u_d с широтно-импульсным регулированием, как показано на третьей диаграмме рис. 13.3.11.

При условии хорошего сглаживания тока i_d на выходе выпрямителя, форма которого приведена также на третьей диаграмме, ток первичной обмотки трансформатора i_p будет иметь вид прямоугольных импульсов, соответствующих по времени импульсам напряжения, как показано на второй диаграмме. Через этот ток и коммутационную функцию ψ_p регулятора определяется ток i_1 на его входе, изображенный совместно с входным напряжением u_1 на четвертой диаграмме.

Принципиальная схема выпрямителя с промежуточным звеном высокой частоты на базе высокочастотного широтно-импульсного регулятора переменного напряжения приведена на рис. 13.3.12.

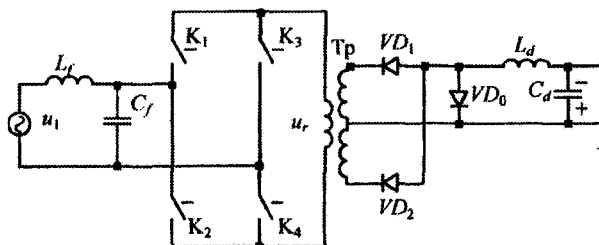


Рис. 13.3.12

Схема содержит входной фильтр $L_f C_f$, мостовой широтно-импульсный регулятор на ключах $K_1 - K_4$, высокочастотный трансформатор, выходной выпрямитель на диодах VD_1, VD_2 с нулевым вентилем VD_0 , выходной фильтр $L_d C_d$. Входной фильтр $L_f C_f$ отфильтровывает высокочастотные составляющие входного тока регулятора, имеющего нулевые (бестоковые) паузы во время работы нулевого вентиля на выходе, отсекающего выход выпрямителя от сети на это время. Ключи регулятора выполняются по одной из схем, приведенных на рис. 9.4.3.

Таким образом, рассмотренный выпрямитель обеспечивает гальваническую развязку входа и выхода с помощью компактного трансформатора, работающего на высокой частоте, большую скорость регулирования выпрямленного напряжения (с частотой высокочастотной коммутации ключей), практически неизменный и близкий к единице входной коэффициент сдвига (нет потребления реактивной мощности сдвига). Входной коэффициент мощности зависит от степени регулирования выпрямленного напряжения по соотношению (3.11.1), как в выпрямителе с широтно-импульсным регулированием выпрямленного напряжения (см. п. 3.11.2).

13.3.4. ВЫПРЯМИТЕЛИ С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С УПРАВЛЯЕМЫМ ОБМЕНОМ ЭНЕРГИЕЙ МЕЖДУ РЕАКТИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ СХЕМЫ

Преобразование переменного напряжения в постоянное можно выполнить по такому принципу: неуправляемое выпрямление — регулируемое преобразование постоянного напряжения в постоянное. Для обеспечения гальванической развязки входных и выходных цепей выпрямителя необходимо применить такой преобразователь постоянного напряжения в постоянное с высокочастотным регулированием обмена энергии между реактивными элементами

схемы, который позволяет встроить высокочастотный трансформатор в цепи знакопеременного обмена энергии. Такая возможность есть у преобразователя Кука (см. рис. 7.2.11), если накопительную емкость C_1 расщепить на две — C_1' , C_1'' и между точкой их соединения и общей шиной включить трансформатор, в итоге приходим к схеме, приведенной на рис. 13.3.13.

Возможности такого выпрямителя по регулированию выпрямленного напряжения определяются свойствами преобразователя Кука с дополнительной возможностью установления величины выходного напряжения за счет коэффициента трансформации высокочастотного трансформатора.

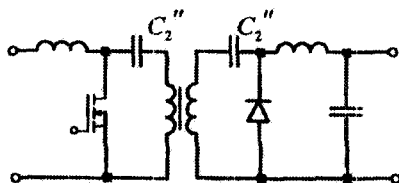


Рис. 13.3.13

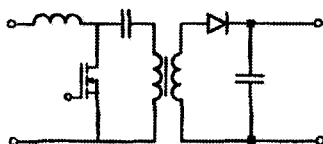


Рис. 13.3.14

Вторым вариантом схемы по указанному принципу преобразования переменного напряжения в постоянное является схема с преобразователем постоянного напряжения в постоянное типа *Seric* (см. рис. 7.2.13), в котором накопительный реактор заменен на высокочастотный трансформатор, как показано на рис. 13.3.14.

Таким образом, здесь также обеспечена гальваническая развязка входной и выходной цепей с помощью компактного высокочастотного трансформатора. Проблема повышения низкого входного коэффициента мощности выпрямителя, нагруженного на емкость (см. разд. 3.3 и 13.2), может быть решена, если рассмотренные преобразователи постоянного напряжения в постоянное встроить в корректор коэффициента мощности (см. пп. 3.11.3 и 13.4.1).

13.4. ВЫПРЯМИТЕЛИ С КОРРЕКЦИЕЙ ВХОДНОГО КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Новый стандарт по электромагнитной совместимости [65], ограничивающий эмиссию гармоник тока потребителей при их фазных токах менее 16 А, по сути дела, ограничивает возможности использования классических схем выпрямителей однофазного тока

до мощности $220 \cdot 16 = 3,5$ кВ·А и трехфазного тока до мощности $3 \cdot 3,5 = 10,5$ кВ·А. Эти схемы, как известно, (см. разд. 3.6) имеют относительное содержание k -х высших гармоник $1/k$, т. е. для $k = 3, 5, 7 \dots$ это дает 33, 20, 14,1 %... , что значительно больше, чем ограничения стандарта (см. разд. 6.2 и 6.4).

Возможны два пути удовлетворения требованиям стандарта: 1) улучшать гармонический состав потребляемого из сети тока такими выпрямителями за счет пассивных или активных фильтров (см. гл. 11); 2) применять схемы выпрямления, которые имеют приемлемый гармонический состав входного тока. Но требуемый гармонический состав входного тока выпрямителя наиболее естественно можно получить, если иметь возможность активно управлять формой входного тока выпрямителя. В классических схемах выпрямления управление направлено на получение заданных параметров выходного напряжения (тока) выпрямителя, при этом входной ток, как говорится, «как получится», исходя из принципа действия выпрямителя. Для возможности активного формирования кривой входного тока выпрямителя необходимо добавить в выпрямитель второй канал управления (второй параметр управления), чтобы обеспечить достаточно независимое управление и выходным напряжением выпрямителя, и его входным током.

Активное формирование входного тока вентиляционного преобразователя начали исследовать в России еще на рубеже 70-х годов [19], на практике его стали применять в промышленных масштабах опять же сначала на Западе на рубеже 90-х годов в связи с массовым появлением вентилях с полным управлением – прежде всего быстродействующих силовых транзисторов с широкой номенклатурой и приемлемой стоимостью. Далее будут рассмотрены полные структуры выпрямителей однофазного тока с принудительным формированием их входного тока, силовая схема одного из которых рассмотрена в разд. 3.11. Затем будут проанализированы классы выпрямителей трехфазного тока с принудительным и квазипринудительным формированием фазных токов на их входах. И в заключение рассматриваются подходы к коррекции формы входного тока (входного коэффициента мощности) за счет активных фильтров.

13.4.1. ВЫПРЯМИТЕЛИ ОДНОФАЗНОГО ТОКА

Выпрямитель однофазного тока с практически синусоидальной формой входного тока получается при каскадном включении неуправляемой однофазной мостовой схемы выпрямления и какой-

либо схемы ОТ-ОТ преобразователя постоянного напряжения в постоянное (см. гл. 7) со свойством повышения напряжения и непрерывным входным током.

На рис. 13.4.1 приведен вариант такого выпрямителя (см. рис. 3.11.7) с повышающим ОТ-ОТ преобразователем. Структура его управления имеет внутренний контур принудительного формирования кривой входного тока преобразователя постоянного напряжения в постоянное (один канал управления) и внешний контур регулирования (или стабилизации) выходного напряжения преобразователя постоянного напряжения (второй канал управления). Внутренний контур (показан штриховой линией) сравнивает на сумматоре C_1 синусоидальный (по модулю) сигнал задания i_s ОТ-ОТ преобразователя с фактическим током i_ϕ (модулем входного тока) на его входе, получаемым от датчика тока (ДТ). Сигнал ошибки через регулятор P_1 (чаще всего просто усилитель) поступает на широтно-импульсный модулятор, образованный сравнением на устройстве сравнения (УС) сигнала ошибки с сигналом генератора опорного напряжения (ГОН) (треугольной или пилообразной формы). Импульсы с устройства сравнения (УС) через выходной каскад (ВК) (гальваническая развязка, если необходимо) управляют транзистором VT так, чтобы ток в накопительном реакторе L повторял ток задания, т. е. модуль синуса.

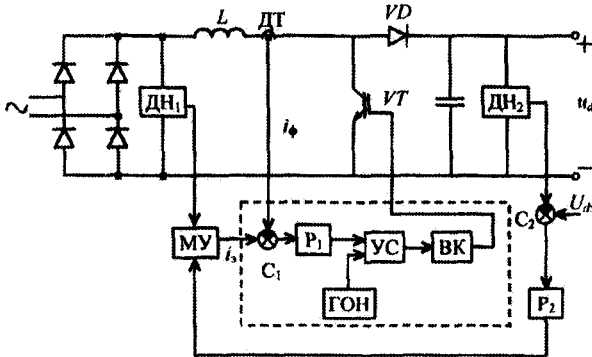


Рис. 13.4.1

Величина тока задания формируется во внешнем контуре стабилизации напряжения ОТ-ОТ преобразователя путем сравнения на C_2 фактического выходного напряжения преобразователя, получаемого с датчика напряжения $ДН_2$, с постоянным сигналом задания $U_{дз}$, усиления полученного разностного сигнала (ошибки) в регуляторе

P_2 и умножения на него в множительном устройстве (МУ) модуля синусоиды выпрямленного напряжения моста, получаемого с датчика напряжения ДН₁. Этим обеспечивается еще добавление канала регулирования по возмущению со стороны питающей сети, что улучшает качество стабилизации выходного напряжения.

Кроме широтно-импульсного способа управления транзистором VT , характеризующегося постоянной частотой коммутации, возможно и управление со слежением за экстремальным значением синусоидальной огибающей кривой тока накопительного реактора L , что приводит к переменной частоте коммутации транзистора (см. гл. 12). При частотах коммутации в несколько килогерц величина пульсаций во входном токе выпрямителя составляет единицы процентов от его первой гармоники, т. е. входной ток получается практически синусоидальным и в фазе с напряжением сети, что дает для входного коэффициента мощности выпрямителя значения порядка 1 (0,99).

За это свойство этот выпрямитель получил за рубежом название корректора коэффициента мощности (PFC), хотя название преобразователей представляется лучше определять исходя не из назначения, а из принципа функционирования. Так как обычно требуются низкие значения выпрямленного напряжения в источниках питания электронной аппаратуры, данная структура наращивается еще каскадным включением однофазного автономного инвертора (напряжения или резонансного) с высокочастотным выходным трансформатором и неуправляемого выпрямителя с выходным фильтром, как показано в п. 13.3.2. Внешние и регулировочные характеристики такого выпрямителя определяются соответствующими характеристиками преобразователя ОТ-ОТ, входящего в состав выпрямителя. В рассмотренных случаях они лежат в одном квадранте, поэтому такие выпрямители будем называть одноквадрантными.

Таким образом, на базе объединения неуправляемого преобразователя ДТ-ОТ с управляемым преобразователем ОТ-ОТ получился управляемый преобразователь ДТ-ОТ практически с идеальным входным коэффициентом мощности, равным единице.

В ряде случаев требуется реверсивный по току или напряжению преобразователь ДТ-ОТ, т. е. получение двухквадрантных внешних характеристик, расположенных соответственно в первом и втором (а) или в первом и четвертом (б) квадрантах, показанных для идеального преобразователя на рис. 13.4.2.

Реверс постоянного тока в нагрузке при сохранении полярности напряжения требуется в зарядно-разрядных устройствах для

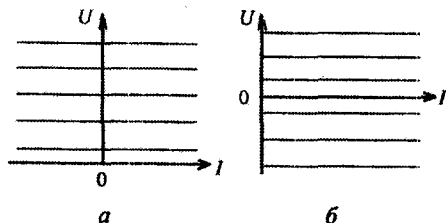


Рис. 13.4.2

аккумуляторов при их тренировке. Другой потребитель таких выпрямителей – рекуперативный электропривод постоянного тока без реверса.

Такие двухквadrантные выпрямители можно получить на базе обращенных режимов работы автономных инверторов напряжения и

инверторов тока, дополненных по цепи переменного тока буферными фильтрами для обеспечения требуемого уровня электромагнитной совместимости по качеству тока сети. Схема такого выпрямителя была представлена на рис. 3.11.4. Методом синусоидальной широтно-импульсной модуляции (см. гл. 12) формируется синусоидальный ток в цепи переменного тока инвертора напряжения, работающего в режиме передачи мощности из цепи переменного напряжения в цепь постоянного напряжения, т. е. в обращенном режиме по отношению к основному режиму инвертора напряжения. Так как основной режим работы инвертора напряжения характеризуется коэффициентом преобразования по напряжению меньше единицы, то, очевидно, его обращенный режим работы будет характеризоваться коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы, т. е. такой выпрямитель будет повышать напряжение. Аналогично можно построить выпрямитель и с обращенным режимом работы автономного инвертора тока с ШИМ (см. п. 8.1.2).

13.4.2. ВЫПРЯМИТЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

Жесткие требования к качеству потребляемого тока от сети в странах Западной Европы и США (с января 2002 г. и в России, когда вступил в действие новый ГОСТ [65]) привели к тому, что почти все выпрямители однофазного тока там стали использовать в режиме коррекции коэффициента мощности, и созданию в прошедшем десятилетии индустрии однофазных корректоров коэффициента мощности. Вместе с тем, наращивание мощности выпрямителей в единице изделия привело к появлению множества схем коррекции коэффициента мощности для трехфазной сети. В данном разделе рассмотрены основные классы трехфазных выпрямителей с входным током, приближающемся к синусоидальному.

Можно выделить следующие классы выпрямителей. В качестве первого классификационного признака рационально ис-

пользовать число квадрантов, охватываемых внешними характеристиками выпрямителя:

- четырехквадрантные (4) (с возможным реверсом напряжения и тока на выходе выпрямителя);
- двухквадрантные (2), реверсивные по току (1-й и 2-й квадранты – 2Т) или реверсивные по напряжению (1-й и 4-й квадранты – 2Н), как показано на рис. 13.4.2, *а, б* соответственно;
- одноквадрантные (1) с одной полярностью выходного напряжения и тока.

В качестве второго классификационного признака используем величину коэффициента преобразования по напряжению в бестрансформаторном выпрямителе:

- коэффициент преобразования по напряжению всегда больше единицы (Б – повышающие инверторы);
- коэффициент преобразования всегда меньше единицы (М – понижающие инверторы);
- коэффициент преобразования может быть больше и меньше единицы (Л – повышающе-понижающие инверторы).

В качестве третьего классификационного признака используется наличие или отсутствие возможности введения в выпрямитель высокочастотного трансформатора для обеспечения гальванической развязки входа и выхода.

На рис. 13.4.3 приведены четырехквадрантные выпрямители класса 4Л (*а*) и 4М (*б*).

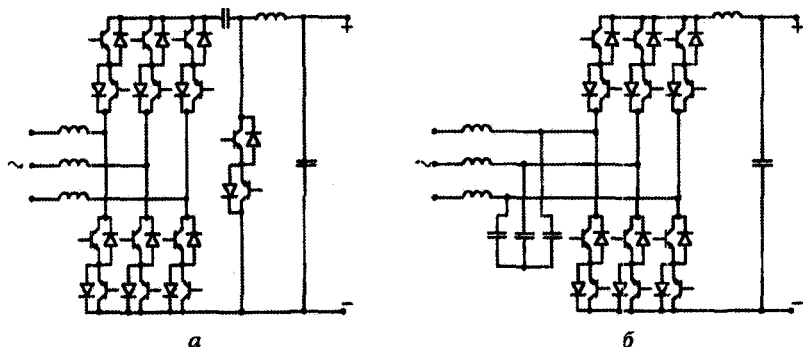


Рис. 13.4.3

Первая предлагаемая схема являет сочетание симметричного (для любой полярности напряжения в звене постоянного напряжения) инвертора напряжения с преобразователем постоянного на-

пряжения Кука. При соответствующей синусоидальной ШИМ в инверторе выпрямитель имеет практически синусоидальный входной ток, находящийся в фазе (в противофазе – в режиме рекуперации) с напряжением сети (см. п. 3.13.3) при любых полярности и уровне выходного напряжения выпрямителя, регулируемого с помощью дополнительного ключа и вентилей трехфазного моста. Во второй схеме качество входного тока выпрямителя несколько хуже, чем в первой, так как управление вентилями моста идет, как и в инверторе тока с широтно-импульсной модуляцией тока, и токи на трехфазном входе моста имеют вид широтно-модулированной последовательности импульсов (см. рис. 8.1.14, поправкой на обращенный режим работы инвертора тока). Поэтому для получения непрерывного входного тока в питающей сети использован входной LC -фильтр, при этом на его емкостях практически синусоидальное напряжение (см. рис. 8.1.14) и для входной цепи выпрямителя будет справедлива векторная диаграмма, приведенная на рис. 3.11.5. Задание в соответствии с ней модуля и фазы напряжения на емкостях фильтра обеспечивает получение входного коэффициента мощности, практически равного единице.

На рис. 13.4.4 приведены схемы двухквadrантных выпрямителей типа 2Т-Б (а) и 2Н-М (б) с входной энергетикой, подобные схемам, представленным на рис. 13.4.3.

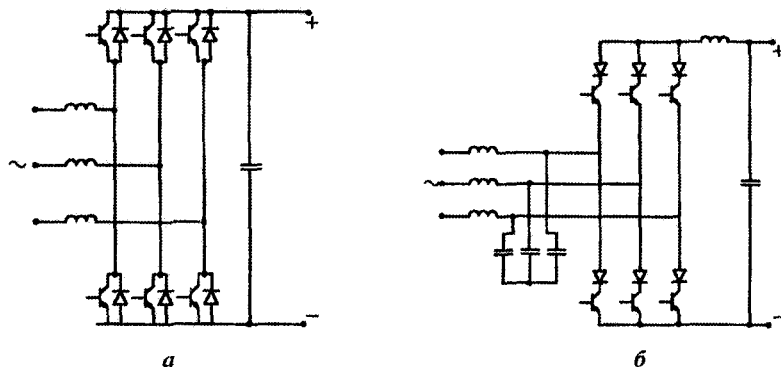


Рис. 13.4.4

На рис. 13.4.5 приведены схемы одноквadrантных выпрямителей типа 1Л на базе инвертора напряжения (а) и инвертора тока (б) с входной энергетикой, подобные двум предыдущим схемам. Схема, показанная на рис. 13.4.5, а, является упрощением четырехквadrантной схемы (рис. 13.4.3, а) и может быть превращена в

двухквadrантную при выполнении ключа из VT и VD в звене постоянного тока двунаправленным. Схема на рис. 13.4.5, б есть модификация схемы рис. 13.4.4, б, в которой реактор в звене постоянного тока с добавлением транзисторного ключа VT образуют с инвертором аналог повышающе-понижающего ДТ-ОТ преобразователя.

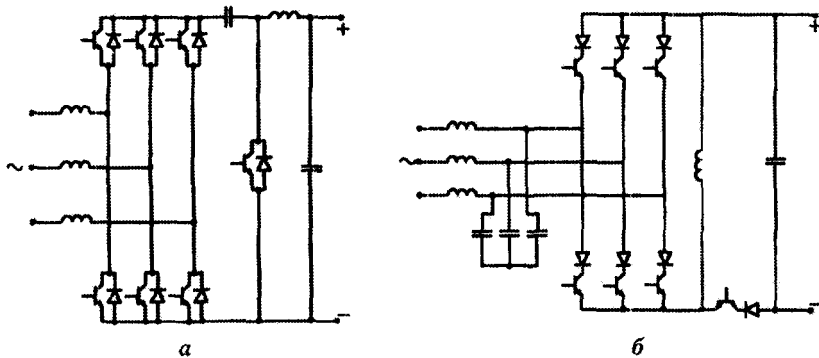


Рис. 13.4.5

На рис. 13.4.6 приведены схемы одноквadrантных выпрямителей классов 1М (а) и 1Б (б), называемых соответственно квазирезонансным выпрямителем с переключением при нулевом токе ключа и мультрезонансным выпрямителем с переключением при нулевом токе ключа. Транзисторы в обеих схемах работают с половольной синусоидального тока резонансного контура, включаясь и выключаясь с нулевым током, что уменьшает потери в них. Форма входного тока трехфазной диодной мостовой схемы имеет вид, представленный на рис. 13.4.7.

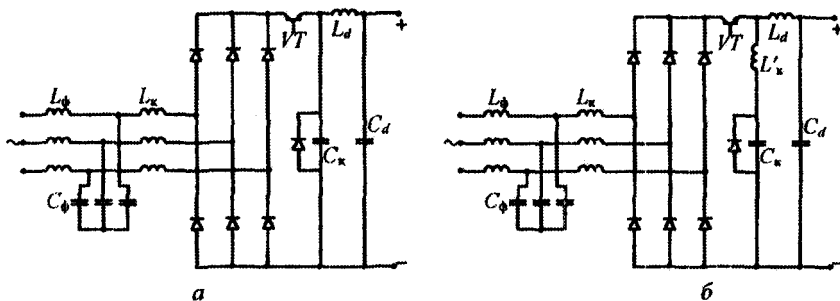


Рис. 13.4.6

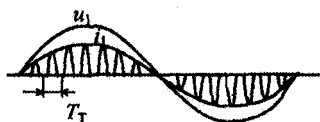


Рис. 13.4.7

При включении транзистора VT напряжения фаз сети прикладываются к реакторам L_k на входе трехфазной мостовой схемы и емкости C_k , если пренебречь падением напряжения в малой индуктивности реактора входного высокочастотного $L_\phi C_\phi$ -фильтра.

Если время включенного состояния транзистора во всех интервалах проводимости в тактах T_T одинаково, то амплитуды импульсов резонансного тока в реакторах на входе мостовой схемы будут промодулированы по синусоиде напряжения сети.

При этом регулирование выходного напряжения выпрямителя идет уже частотным способом. Выключение транзисторов в обеих схемах за счет естественного спада к нулю полуволн тока резонансного контура позволяет модернизировать эти схемы использованием вместо транзистора инверторных тиристоров, включенных вместо диодов в трехфазном мосту. Возможный вариант этой схемы представлен на рис. 13.4.8.

Здесь функции управления транзисторов возложены на тиристоры трехфазного моста. Характер входного тока собственно трехфазной мостовой схемы (высокочастотные синусоидальные импульсы, разделенные нулевыми паузами) требует подключения таких выпрямителей к сети через входные $L_\phi C_\phi$ -фильтры, как показано на этих рисунках.

Две другие схемы одноквадрантных выпрямителей 1Б и 1М, также имеющие разрывные входные токи, приведены соответственно на рис. 13.4.9 и 13.4.10. Первая схема есть сочетание неуправляемого выпрямителя с повышающим конвертером постоянного напряжения, а вторая – сочетание неуправляемого выпрямителя с квазиобратноходовым конвертером постоянного напряжения. При этом отнесение ее к понижающему типу выпрямителя сделано без учета коэффициента трансформации изолирующего

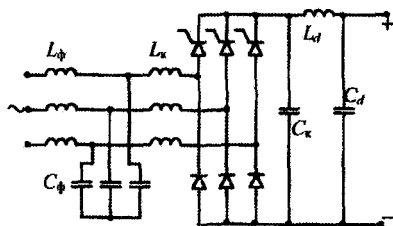


Рис. 13.4.8

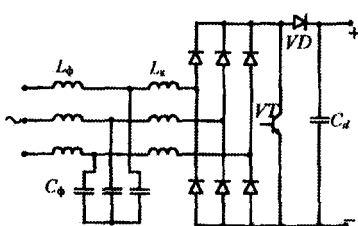


Рис. 13.4.9

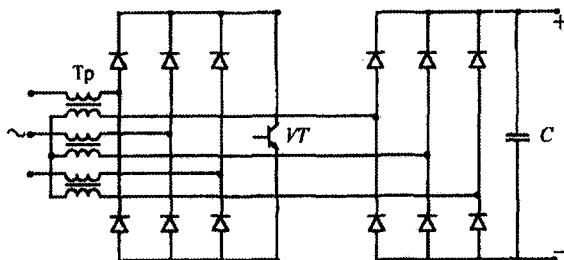


Рис. 13.4.10

трансформатора. При выключении транзистора VT в схеме (рис. 13.4.9) энергия из накопительных реакторов L через диод VD отдается в конденсатор выходного фильтра и нагрузку, как в схеме повышающего преобразователя постоянного напряжения в постоянное (см. п. 7.2.1). Входной $L_\phi C_\phi$ -фильтр обеспечивает потребление непрерывного тока из питающей сети с допустимым уровнем искажения за счет высших гармоник от коммутаций с периодом T_T . В схеме квазиобратноходового преобразователя (рис. 13.4.10) при выключении спад тока в первичных обмотках трансформатора T'_p

происходит уже не плавно, как в предыдущей схеме (рис. 3.4.11, а), а мгновенно, как показано на рис. 13.4.11, б. Накопленная в них энергия скачком (пренебрегая влиянием индуктивности рассеивания трансформатора) передается во вторичные обмотки трансформатора, а из них через диодный выпрямитель — в выходной конденсатор C и нагрузку.

Отметим, что введение высокочастотного трансформатора для обеспечения гальванической развязки входа и выхода выпрямителя может быть сделано в схемах, приведенных на рис. 13.4.3, а и 13.4.5.

Все рассмотренные схемы трехфазных выпрямителей, как и другие подобные им, можно охватить общим подходом к регулированию путем распространения идей регулирования постоянного напряжения, используемого в ОТ-ОТ-конвертерах, на выпрямители, т. е. на случай питания таких ОТ-ОТ-конвертеров непосредственно от сети переменного напряжения. При этом регулирование выходного напряжения выпрямителя обеспечивается в его звене постоянного напряжения.

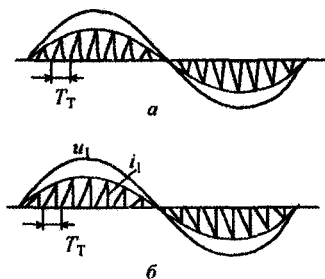


Рис. 13.4.11

Возможна иная идеология использования в выпрямителях с улучшенной электромагнитной совместимостью с сетью способов регулирования напряжения в ОТ-ОТ-конвертерах, основанная на переносе этих идей регулирования в цепи переменного напряжения. Схема такого выпрямителя типа 1Л приведена на рис. 13.4.12. Она образована синтезом повышающе-понижающего регулятора переменного напряжения с устройством регулирования подобно схеме Кука (см. разд. 9.5) с неуправляемым выпрямителем. Здесь транзисторы VT_1 и VT_2 со своими диодными мостами работают аналогично транзистору VT и диоду VD в схеме Кука (см. п. 7.2.2). Конденсаторы C_2 и реакторы L_2 влияют только на качество переменного напряжения на входе диодного выпрямителя. Множество других схем этого класса получается по указанной процедуре очевидным способом.

Третий подход к построению выпрямителей с улучшенной электромагнитной совместимостью с питающей сетью основан на идее использования управляемого источника реактивного напряжения (источника, у которого напряжение и ток сдвинуты на $\pm 90^\circ$) в качестве вольтодобавки к напряжению сети (см. разд. 9.3). Схема одного варианта такого выпрямителя представлена на рис. 13.4.13. Здесь левая трехфазная мостовая схема обращенного инвертора напряжения на транзисторах выполняет функцию регулируемой реактивной вольтодобавки и активного фильтра напряжения, делая ток сети практически синусоидальным, несмотря на наличие правой трехфазной диодной мостовой схемы выпрямления, на выходе которой и получается регулируемое постоянное напряжение. Питающая сеть, если это не автономный источник с доступными шестью концами трехфазного генератора переменного напряжения, должна быть введена через трансформатор.

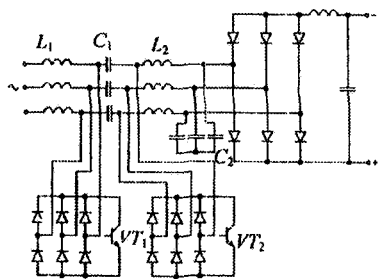


Рис. 13.4.12

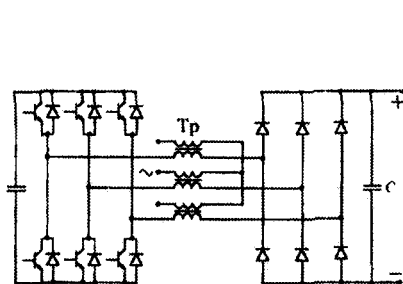


Рис. 13.4.13

Если же источники реактивного напряжения сделать однофазными, как на рис. 9.3.3, то входного трансформатора не потребуется, как следует из схем таких выпрямителей, приведенных на рис. 13.4.14 и 13.4.15. В первой схеме источники реактивного напряжения (реактивной мощности) формируют синусоиду напряжения на выходе за счет фильтрации ШИМ-напряжения $L_\phi C_\phi$ -фильтром. Малые индуктивности входных реакторов L_1 являются буферными элементами в последовательной цепи из источников синусоидального напряжения и входного несинусоидального (прямоугольного) напряжения трехфазного диодного мостового выпрямителя, нагруженного на конденсатор выходного фильтра (источник квазипротивоЭДС). Здесь возможно известное искажение формы сетевого тока, как у выпрямителя, работающего на противоЭДС в режиме $x_d = 0$ (см. разд. 3.2), но управление инверторами напряжения вольтодобавочных источников реактивного напряжения будет простое.

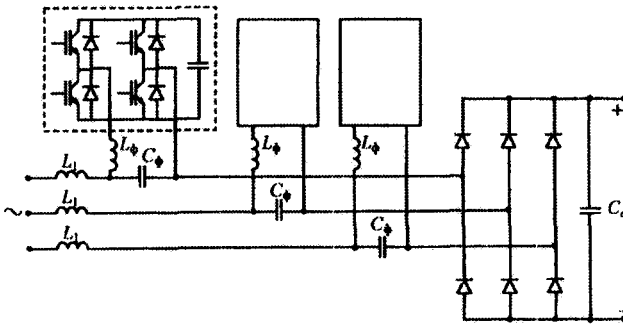


Рис. 13.4.14

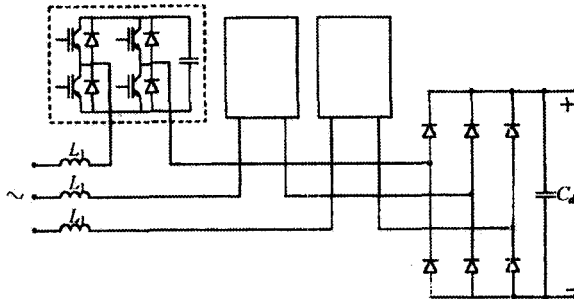


Рис. 13.4.15

В схеме, приведенной на рис. 13.4.15, источники реактивной мощности управляются в режиме формирования методом ШИМ синусоидального тока, что исключает потребность в $L_{\phi}C_{\phi}$ -фильтрах на их выходах, возлагая функцию ограничения пульсаций тока при ШИМ на индуктивности входных реакторов L_1 .

Рассмотренный подход можно трактовать и как использование активных фильтров напряжения для регулирования и кондиционирования (улучшения качества) переменного напряжения (тока), как это сделано в разд. 11.2.

Для определения показателей качества входных токов рассмотренных выпрямителей воспользуемся прямыми методами их расчета. Схемы замещения входных цепей выпрямителей (для одной фазы) представлены на рис. 13.4.16: *a* – для схем рис. 13.4.3, *a*, – 13.4.5, *a*; *б* – для схем рис. 13.4.3, *б* – 13.4.5, *б* и рис. 13.4.8 – 13.4.10.

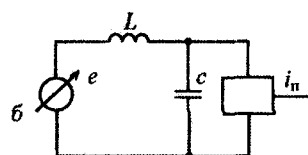


Рис. 13.4.16

Формы кривых напряжений u_n и токов i_n соответствующих источников схемы замещения преобразователя априорно определены принятым законом управления его вентилями. Для типовых форм этих напряжений и токов рассчитанные значения интегральных и дифференциальных коэффициентов гармоник синусоидальности приведены в таблице для кратности коммутации, равной 12, и двух значений глубины модуляции 1 и 0,5, относящихся к первому и второму значениям коэффициента в ячейке таблицы. При увеличе-

Интегральные и дифференциальные коэффициенты гармоник

Коэффициент гармоник	Форма кривых u, i			
	синусоидальная ШИМ	прямоугольная ШИР (180-градусное управление)	амплитудно-импульсная модуляция	
			синусоидальная (рис. 13.4.7)	треугольная (рис. 13.4.11, б)
K	0,306/0,275	0,27/0,37	0,482/1,211	0,45/1,21
\bar{K}	0,022/0,023	0,046/0,042	0,02/0,01	0,019/0,092
$\bar{K}^{(2)}$	0,0023, 21/3, 32/0,021	0,0076/0,006	0,00082/0,0008	0,0008/0,0007
\hat{K}		2,02/3,76	12,72/18,45	10,87/21,55

нии кратности пропорционально уменьшаются интегральные коэффициенты гармоник синусоидальности \bar{K} , $\bar{K}^{(2)}$ и увеличиваются дифференциальные \hat{K} (см. таблицу).

Значения этих коэффициентов позволяют рассчитать параметры входного $L_\phi C_\phi$ -фильтра выпрямителя исходя из заданного уровня качества тока, потребляемого из сети, т. е. обеспечить электромагнитную совместимость выпрямителя с сетью на уровне мировых стандартов IEC-555, IEEE-519, EN-61000-3-2 и ГОСТ 51317.3.2-99.

Таким образом, современные технические решения по трехфазным выпрямителям с полностью управляемыми вентилями (транзисторами, ГТО-тиристорами) позволяют приемлемыми средствами обеспечивать требуемую западными и российскими стандартами их электромагнитную совместимость с питающей сетью.

13.4.3. УЛУЧШЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ С СЕТЬЮ КЛАССИЧЕСКИХ СХЕМ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ ТОКА

Рассмотренные в предыдущем разделе выпрямители трехфазного тока с улучшенной или полной электромагнитной совместимостью с питающей сетью выполнялись на вентилях с полным управлением, которые, как правило, в несколько раз дороже вентиля с неполным управлением (тиристоры). Кроме того, они имеют худшую перегрузочную способность по току и, как следствие, считаются обычно менее надежными, чем тиристоры. Поэтому использование выпрямителей трехфазного тока с принудительным формированием кривой входного тока (трехфазных корректоров коэффициента мощности) должно обосновываться их технико-экономическим сравнением с альтернативным вариантом построения выпрямителя из классической схемы трехфазного выпрямителя совместно с параллельным включением на входе активного фильтра тока [208, 209]. В этом случае установленная мощность элементов активного фильтра, предназначенного для компенсации только мощности искажений от высших гармоник входного тока классической схемы выпрямления, будет на уровне, определяемом коэффициентом гармоник ее входного тока (0,3 для трехфазной мостовой схемы и 0,15 для эквивалентной двенадцатифазной схемы выпрямления без учета коммутации). Такое решение обеспечит

практически синусоидальную форму тока, потребляемого такой преобразовательной структурой из питающей сети.

Остается открытым вопрос о компенсации реактивной мощности сдвига, обусловленной отставанием входного тока выпрямителя от входного напряжения при наличии регулирования за счет угла α выходного напряжения выпрямителя. Эту проблему можно решить возложением функции компенсации реактивной мощности сдвига или на активный фильтр, или на отдельный компенсатор

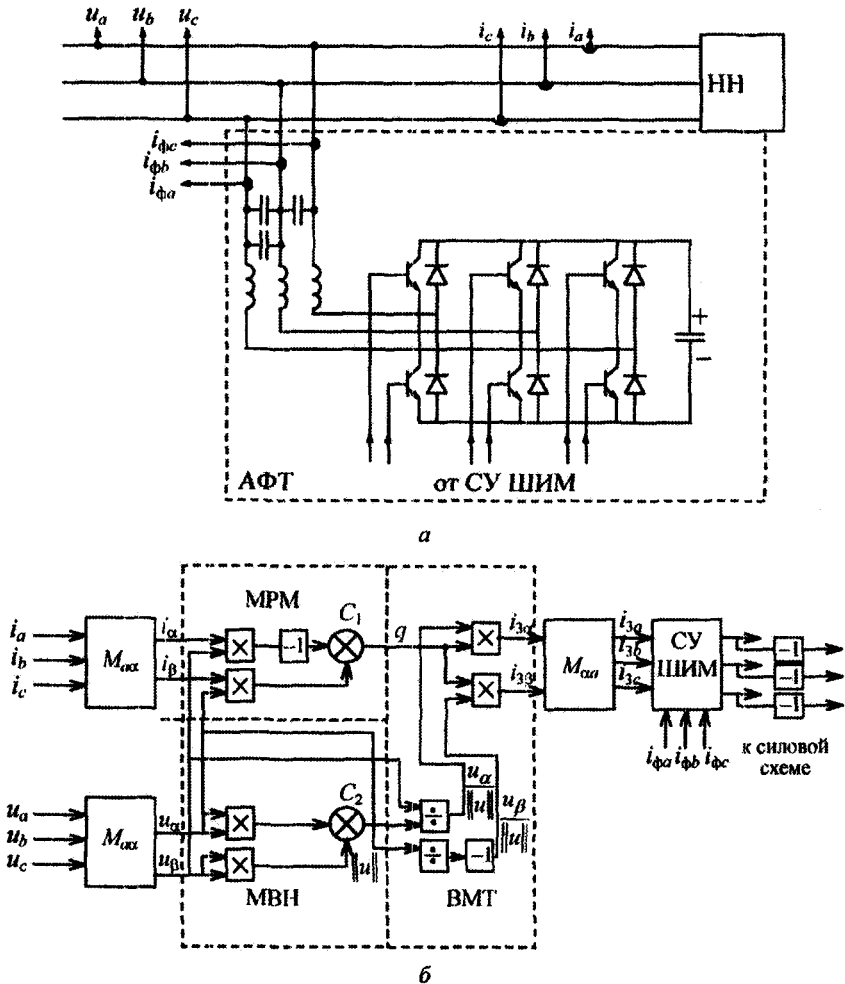


Рис. 13.4.17

реактивной мощности, который может быть тиристорным (см. гл. 11), устанавливаемый, например, в точке общего присоединения потребителей электрической энергии, где и должен осуществляться контроль за ее качеством.

На рис. 13.4.17, *a* представлен вариант схемы с активным фильтром на входе произвольной нелинейной нагрузки (НН). Структура системы управления активным фильтром, приведенная на рис. 13.3.17, *б*, построена в соответствии с алгоритмом управления, изложенным в п. 6.6.3. Система управления содержит блоки: блок преобразования трехфазных напряжений и токов нелинейного потребителя в двухфазные системы α , β -составляющих $M_{\alpha\beta}$, блок вычисления мгновенной реактивной мощности q (МРМ), блок вычисления квадрата мгновенного значения вектора напряжения $\|u\|$ в двухфазной системе (МВН), блок вычисления мгновенных значений α , β -составляющих заданий мнимых токов нагрузки $i_{3\alpha}$, $i_{3\beta}$ (БМТ) в соответствии с выражением (6.6.45), блок обратного преобразования $M_{\alpha\alpha}$ двухфазной системы токов и трехфазную систему.

Выходы блока $M_{\alpha\alpha}$ используются как сигналы задания на формирование тока активного фильтра, сравниваемые в типовой системе управления инвертором напряжения с ШИМ (СУ ШИМ см. разд. 12.7) с фактическими токами компенсации активного фильтра $i_{f\alpha}$, $i_{f\beta}$, $i_{f\gamma}$.

Таким образом, рассмотренная система нелинейной нагрузки с активным фильтром за счет компенсации токов высших гармоник и реактивной составляющей первой гармоники тока нагрузки обеспечивает получение практически равного единице входного коэффициента мощности как в статике, так и в переходных процессах.

13.5.* РАЗНОВИДНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ

Квадратичные преобразователи. Рассмотренные в разд. 7.2 преобразователи постоянного напряжения с управляемым обменом энергии между реактивными элементами схемы и в разд. 9.5 регуляторы переменного напряжения на их основе, а в разд. 10.3 повышающие непосредственные преобразователи частоты, содержащие в своей структуре такие регуляторы, имели уравнения регуляторовых характеристик в функции скважности Ψ_1 работы ключей в относительном диапазоне $0 \dots 1$. При частотах коммутации

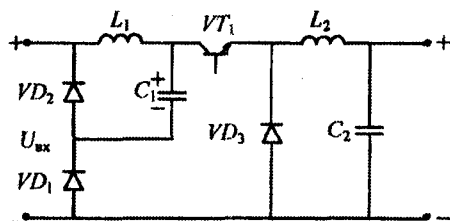


Рис. 13.5.1

ключей порядка десяти килогерц и выше из-за конечности времен включения и выключения ключей в несколько микросекунд реально трудно получить диапазон регулирования скважности за значениями $0,1 \dots 0,9$. Это обстоятельство ограни-

чивает минимально и максимально возможные выходные напряжения указанных преобразователей.

Для расширения допустимого диапазона регулирования выходного напряжения в базовых схемах преобразователей постоянного напряжения в постоянное были предложены их модифицированные схемы, у которых выходное напряжение зависит не от первой степени скважности Ψ_1 импульсов управления, а от ее квадрата (или даже более высокой степени). Такие преобразователи получили название *квадратичных* [185]. Вариант такого повышающе-понижающего квадратичного преобразователя показан на рис. 13.5.1.

Цикл управляемого обмена энергии между реактивными элементами схемы состоит из двух интервалов. На первом интервале транзистор VT_1 включен и во входном накопительном реакторе L_1 происходит нарастание тока (накопление энергии) под действием напряжения входного источника $u_{вх}$. Одновременно накопительный конденсатор C_1 отдает энергию через транзистор VT_1 и диод VD_1 в выходной накопительный реактор L_2 и нагрузку. Диод VD_3 при этом закрыт.

На втором интервале транзистор VT_1 и диод VD_1 закрыты. Входной накопительный реактор L_1 передает энергию во входной накопительный конденсатор C_1 через диод VD_2 , восполняя отданную энергию. При этом выходной накопительный реактор L_2 через диод VD_3 передает энергию в выходной накопительный конденсатор C_2 и в нагрузку. С новым включением транзистора VT_1 цикл работы схемы повторяется. Можно показать, что коэффициент преобразования по напряжению здесь равен Ψ_1^2 .

На рис. 13.5.2, а приведена схема квадратичного повышающе-понижающего преобразователя, а на рис. 13.5.2, б – та же схема с трансформаторной гальванической развязкой. На интервале проводимости транзистора VT_2 в накопительном реакторе L_1 запасается энергия. Одновременно накопительный конденсатор C_1 питает через диод VD_1 реактор L_2 , диод VD_3 заперт, и нагрузка получает

энергию от конденсатора выходного фильтра C_2 . На интервале запертого состояния транзистора VT_2 энергия из накопительного реактора L_1 передается через диод VD_2 в накопительный конденсатор C_1 , а энергия из накопительного реактора L_2 через диод VD_3 – в нагрузку и конденсатор выходного фильтра C_2 !

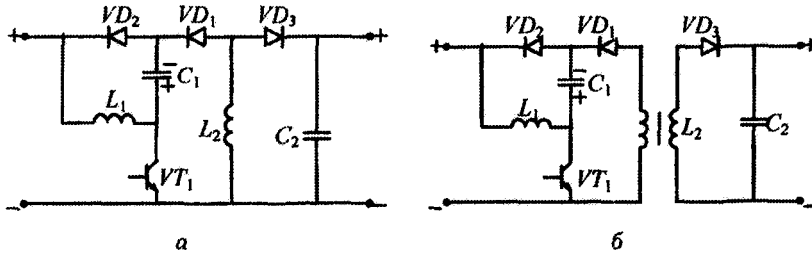


Рис. 13.5.2

Используя тот же метод, что и при выводе регулировочных характеристик (см. п. 7.2.2), можно показать, что коэффициент преобразования по напряжению здесь равен

$$K_{\Pi} = U_{\text{вых}}^* = \left(\frac{\Psi_1}{1 - \Psi_1} \right)^2. \quad (13.5.1)$$

Тогда при регулировании Ψ_1 в диапазоне $0,1 \dots 0,9$ (в 9 раз) получим диапазон регулирования выходного напряжения $0,012 \dots 81$ (у обычного преобразователя $0,11 \dots 9$).

Недостатком этих схем является прерывистый характер входного тока, что дополнительно потребует включения входного сглаживающего $L_{\Phi}C_{\Phi}$ -фильтра.

Безындуктивные преобразователи. Последнее десятилетие характеризовалось в силовой электронике расширением диапазона мощностей вентиляльных преобразователей. Освоение мощностей в 1 МВт и более пошло по пути развития многоуровневых конвертеров и матричных преобразователей. В другом диапазоне мощностей от милливатт до десятков ватт получили развитие конвертеры с переключаемыми конденсаторами, не содержащие электромагнитных элементов (реакторов, трансформаторов). Такие конвертеры необходимы как вторичные источники питания для мобильных электронных систем (устройств персональной связи, портативных компьютеров, электронных переводчиков и словарей) с первичным источником энергии в виде аккумулятора. Подобные конвертеры требуются как понижающего типа (для питания интегральных

схем), так и повышающего типа (для питания люминесцентных экранов портативной электронной техники).

Концепции построения понижающих и повышающих *безындуктивных преобразователей* постоянного напряжения в постоянное подобны концепциям, используемым в построении выпрямителей-умножителей и выпрямителей-делителей напряжения (см. разд. 13.2), которые также не содержат реакторов и могут не содержать и трансформаторов. В обоих случаях используются коммутируемые конденсаторы, переключаемые с последовательного включения на параллельное (для понижения напряжения) и с параллельного на последовательное (для повышения напряжения).

Понижающий преобразователь. На рис. 13.5.3 изображен понижающий в два раза преобразователь постоянного напряжения, состоящий из двух идентичных подсхем, работающих на общую нагрузку.

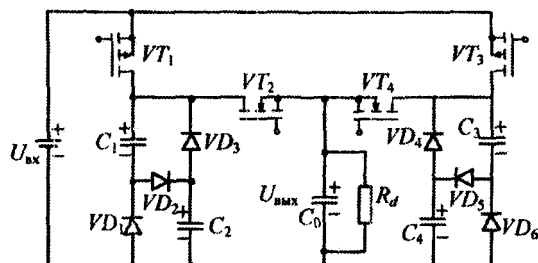


Рис. 13.5.3

Цикл работы схемы состоит из четырех интервалов. На первом интервале включены транзисторы VT_1 и VT_4 . Конденсаторы C_1 и C_2 левой половины схемы оказываются соединенными последовательно (открыт диод VD_2) с источником входного напряжения $U_{вх}$ и подзаряжаются током, определяемым управлением транзистора VT_1 , в идеале каждый до половины напряжения источника питания. Конденсаторы C_3 и C_4 правой половины схемы оказываются включенными параллельно (диод VD_5 закрыт) и разряжаются с током, задаваемым управлением транзистора VT_4 , на емкость выходного фильтра C_0 и нагрузку.

На втором интервале транзистор VT_1 закрыт, заряд конденсаторов C_1 и C_2 завершен, но продолжается разряд конденсаторов C_3 и C_4 на нагрузку. Изменением длительности этого интервала можно регулировать (стабилизировать) напряжение на нагрузке.

На третьем и четвертом интервалах режимы работы ячеек взаимно меняются. На третьем интервале включены транзисторы

VT_3 и VT_2 . Через транзистор VT_3 будут заряжаться от источника последовательно включенные конденсаторы C_3 и C_4 (диод VD_5 открыт). Через транзистор VT_2 параллельно включенные конденсаторы C_1 и C_2 (диод VD_2 закрыт) разряжаются на нагрузку и конденсатор выходного фильтра C_d . На четвертом интервале выключен транзистор VT_3 и прекращен заряд конденсаторов C_3 и C_4 , но продолжается разряд конденсаторов C_1 и C_2 на нагрузку. Очевидно, что длительности второго и четвертого интервалов должны быть равными и одинаково изменяться при регулировании. Длительности первого и третьего интервалов также одинаковы и неизменны.

Очевидно, что путем наращивания числа диодно-конденсаторных ячеек в каждой половине схемы можно получить деление напряжения в требуемое число раз.

Прерывание процессов заряда конденсаторов на втором и четвертом интервалах делает входной ток такого преобразователя прерывистым, что неблагоприятно для входного аккумулятора. Если на этих интервалах прерывать не заряд, а разряд конденсаторов на нагрузку, то входной ток будет без нулевых пауз.

Повышающий преобразователь. На рис. 13.5.4 представлена схема четырехкаскадного повышающего преобразователя, а на рис. 13.5.5 приведены диаграммы сигналов управления его однонаправленными ключами. Цикл управления состоит из $N+1$ интервалов, где N – число каскадов повышающего преобразователя. На первом интервале включен ключ K'_1 , конденсатор C_1 заряжается через него и диод VD_1 от источника входного постоянного напряжения U_s до напряжения источника. На втором интервале включены ключи K'_1 и K''_2 и уже конденсатор C_2 заряжается от суммы напряжений входного источника и напряжения на конденсаторе C_1 до удвоенного напряжения входного источника.

На третьем интервале включены ключи K'_1 , K'_2 , K''_3 и конденсатор C_3 теперь заряжается от последовательно включенных источ-

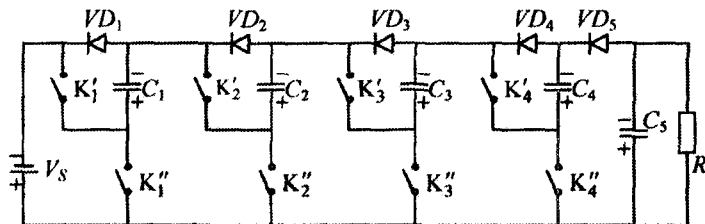


Рис. 13.5.4

ника, конденсатора C_1 , конденсатора C_2 (диоды VD_1 и VD_2 заперты обратным напряжением этих конденсаторов) до суммы их напряжений, т. е. до четырехкратной величины напряжения источника.

На четвертом интервале, как следует из сигналов управления ключами на рис. 13.5.5, включены ключи K'_1, K'_2, K'_3, K'_4 .

При этом источник, конденсаторы C_1, \dots, C_3 оказываются включенными последовательно и их напряжения складываются, в результате конденсатор C_4 становится заряженным до восьмикратного напряжения по сравнению с напряжением источника.

Наконец, на пятом интервале, когда включены все верхние ключи $K'_1 - K'_4$ и все конденсаторы оказываются включенными последовательно с источником, к выходу преобразователя (конденсатор C_3) прикладывается напряжение, которое в 16 раз больше напряжения входного источника. Затем повторяются следующие аналогичные циклы.

Таким образом, данный повышающий преобразователь умножает входное напряжение в 2^N раз, при этом напряжения на конденсаторах неодинаковы и соответственно в $2^0, 2^1, 2^2, \dots, 2^{N-1}$ раз больше напряжения входного источника.

13.6. РАЗВИТИЕ СХЕМНЫХ РЕШЕНИЙ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

13.6.1. ТРЕХФАЗНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ (НЕЙТРАЛЬНЫМ) ПЛЕЧОМ

В случаях автономных систем электроснабжения обычно требуется трехфазная четырехпроводная сеть. Нулевая фаза необходима и при использовании трехфазных источников бесперебойного питания (UPS) с четырьмя выводами. В этих ситуациях в инверторе напряжения создается искусственная нулевая точка с помощью конденсаторного делителя напряжения в звене постоянного тока инвертора, как показано на рис. 13.6.1.

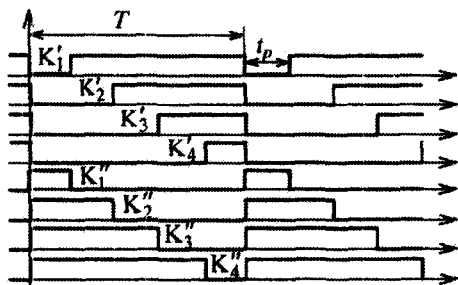


Рис. 13.5.5

При этом через нулевой провод и конденсаторы делителя напряжения протекает, как известно, только составляющая нулевой последовательности трехфазной системы, т. е. токи гармоник, кратные трем по отношению к основной частоте тока нагрузки. При квазисимметричной нагрузке и синусоидальной ШИМ в инверторе ток нулевой последовательности мал и величины конденсаторов делителя напряжения получаются приемлемыми.

Положение осложняется при появлении заметной несимметрии в нагрузке. В нулевом проводе появляется значительный ток нулевой последовательности. Чтобы удержать напряжения на конденсаторах делителя неизменными, потребуются уже такие значения емкостей конденсаторов, которые будут неприемлемы по технико-экономическим показателям.

Известен альтернативный путь получения нулевой фазы путем добавления четвертого вентильного плеча в инвертор, как показано на рис. 13.6.2. Теперь нулевой ток, обусловленный несимметрией и нелинейностью нагрузки, течет через вентили дополнительного плеча, а фильтровый конденсатор в звене постоянного напряжения загружается только высшими гармониками входного тока инвертора, что потребует много меньшего значения емкости конденсатора, чем в предыдущем случае. Учитывая, что даже при симметричной нагрузке затраты на фильтровый конденсатор достигают 25...30 % от общих затрат на элементы инвертора, экономия может быть весомой. Здесь же уместно отметить, что в случае симметричной нагрузки и отсутствия требования ее четырехпроводности число вентиля инвертора может быть сокращено на треть, если третью фазу нагрузки подключить к искусственной средней точке источника питания инвертора, как показано на рис. 13.6.3.

С учетом того, что сумма токов трехфазной звезды нагрузки равна нулю, ток третьей фазы однозначно определяется токами двух других фаз инвертора:

$$i_a = -i_b - i_c. \quad (13.6.1)$$

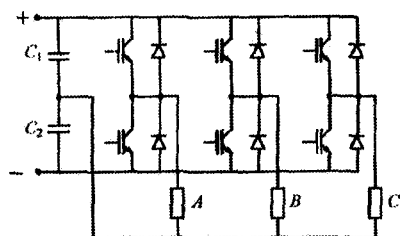


Рис. 13.6.1

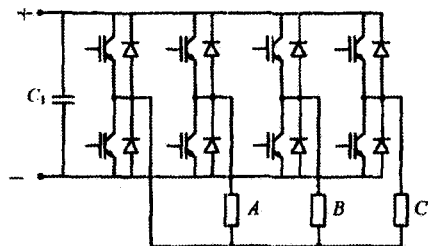


Рис. 13.6.2

Формируя методом синусоидальной ШИМ практически синусоидальные токи в двух управляемых фазах нагрузки, получаем также синусоидальный ток в третьей пассивной фазе. Он будет отличаться от форм токов двух других фаз только по высокочастотным гармоникам в связи с тем, что разные гармоники тока образуют различные последовательности симметричных составляющих, суммирующиеся по-разному. Но если пульсации тока малы по сравнению с его первой гармоникой, то эти различия будут малозаметны [188].

Если такой упрощенный инвертор соединить с простой, но качественной по входным энергетическим показателям схемой выпрямителя (см. рис. 3.11.4), являющегося, по сути, обращенным однофазным инвертором напряжения, то получится дешевый преобразователь частоты однофазного напряжения сети в трехфазное регулируемое по частоте выходное напряжение, схема которого приведена на рис. 13.6.4.

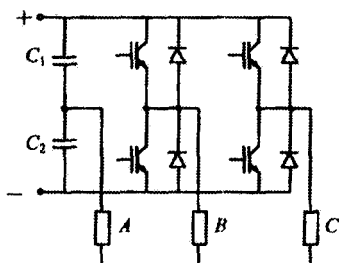


Рис. 13.6.3

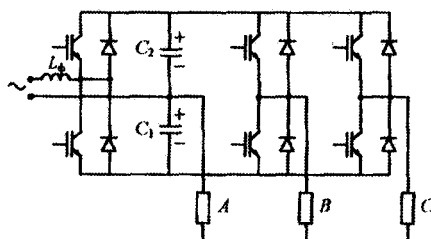


Рис. 13.6.4

Такой преобразователь будет соответствовать новому стандарту [65] на качество входного тока, имея к тому же практически равный единице входной коэффициент мощности. Выходной ток также синусоидален во всем диапазоне регулирования частоты выходного напряжения. Если учесть способность обращенного инвертора напряжения повышать напряжение в звене постоянного напряжения (см. разд. 13.4), возможно применение в электроприводе с такой схемой стандартного по напряжению асинхронного двигателя.

13.6.2. СОСТАВНЫЕ МНОГОУРОВНЕВЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Каскадная схема. Первый подход к построению составного *многоуровневого инвертора* напряжения основан на использовании в каждой фазе последовательного включения $(m - 1)$ однофазных мостовых ячеек инверторов напряжения, имеющих отдельные ис-

точники питания постоянного напряжения. Схема трехфазного инвертора напряжения, образованного из таких каскадов однофазных ячеек, соединенных в звезду, показана на рис. 13.6.5.

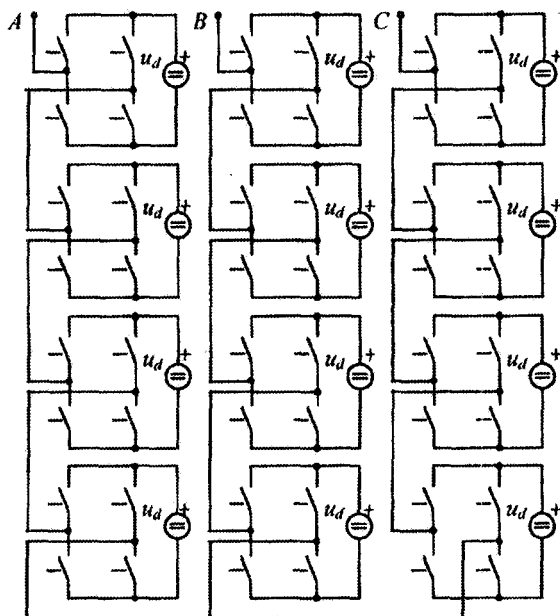


Рис. 13.6.5

Форма кривой фазного напряжения инвертора такая же, как в схеме многоуровневого инвертора, показанной на рис. 8.3.2, *г*. Амплитудная модуляция выходного напряжения каскада ячеек обеспечивается различной продолжительностью импульсов напряжения отдельных ячеек. Затраты на собственно инвертор здесь могут быть меньше, чем при подходах, рассмотренных в пп. 8.3.3 и 8.3.4, но возрастают затраты на создание $(m - 1)$ независимых источников постоянных напряжений u_d для каждой ячейки инвертора. Это потребует многообмоточного трансформатора и $3(m - 1)$ выпрямителей с емкостными фильтрами для трехфазного m -уровневого инвертора.

Пакетный инвертор (stacked inverter). Второй способ получения многоуровневого выходного напряжения инвертора основывается не на автономных ячейках, а на их композиции в последовательную гирлянду и объединении гирлянд таких ячеек в пакеты [187]. Структура такого пакетного многоячейкового инвертора

приведена на рис. 13.6.6 для случая двухпакетной схемы ($p = 2$) с тремя ячейками ($N = 3$) в обеих гирляндах.

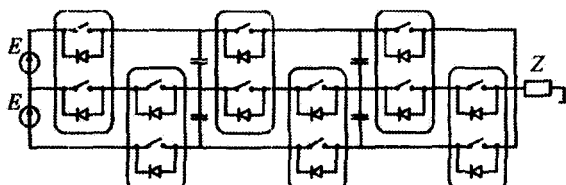


Рис. 13.6.6

Напряжение, прикладываемое к каждой ячейке, в N раз меньше напряжения на входе инвертора, при этом число уровней выходного напряжения равно $p \times N + 1$. Частота переключения ячеек в свою очередь в N раз меньше частоты выходного напряжения, что облегчает требования к частотным свойствам ключей, если не вводить многократного ШИР на каждой ступени выходного напряжения.

Принципиальная схема двухпакетного трехячейкового инвертора напряжения приведена на рис. 13.6.7.

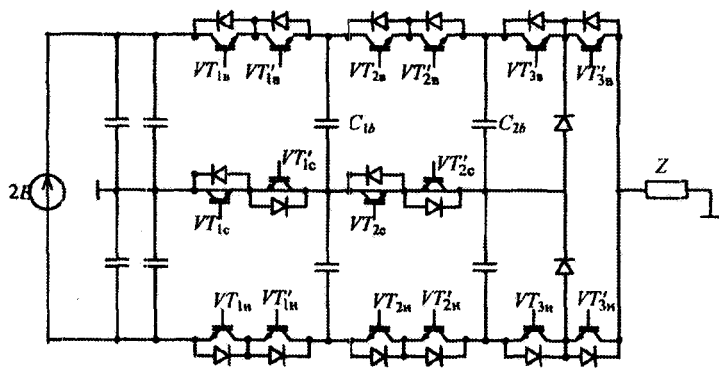


Рис. 13.6.7

Внутренние ключи *четырёхквadrантные*, т. е. должны пропускать ток в любом направлении при любой полярности напряжения, поэтому выполнены по схеме, приведенной на рис. 9.4.3, в. Ключи наружных ветвей *двухквadrантные*, т. е. на два направления тока при одной полярности напряжения, но напряжения на них в два раза больше, чем на ключах внутренней ветви, поэтому они реализованы на двух последовательно соединенных транзисторах. По-

следние ячейки в пакете перед выходом (z нагрузкой) также модифицированы с целью уменьшения числа транзисторов (с шести до четырех).

Положительная полуволна выходного напряжения инвертора формируется управлением ключами верхнего и среднего рядов, а отрицательная полуволна – управлением ключами среднего и нижнего рядов. Так, для получения ступени выходного напряжения максимальной величины включаются все последовательные ключи верхнего ряда: транзисторы $VT_{1в}, VT'_{1в}, VT_{2в}, VT'_{2в}, VT_{3в}, VT'_{3в}, VT_{1с}$. На нагрузке формируется ступенька напряжения величиной E . Для формирования ступеньки меньшего напряжения на нагрузке транзистор $VT_{3в}$ из указанного ряда включенных транзисторов выключается, и теперь напряжение на нагрузке будет меньше напряжения входного источника E на величину напряжения на конденсаторе $C_{2в}$, равно, как можно показать, величине $E/3$ и оказывающегося включенным последовательно с напряжением входного источника E . Для получения следующего уменьшения напряжения ступени на выходе инвертора на очередном такте управления необходима проводимость транзисторов $VT_{1в}, VT'_{1в}, VT_{2с}, VT'_{2с}$. При этом уже конденсатор $C_{1в}$, имеющий уровень напряжения $2E/3$, оказывается последовательно включенным с напряжением входного источника E и нагрузкой и уровень напряжения ступени на ней снизится до величины $E/3$. Следующий нулевой уровень напряжения на нагрузке формируется при включении транзисторов среднего ряда $VT_{1с}, (VT'_{1с}), VT_{2с}, (VT'_{2с})$ и транзистора $VT'_{3в}$ в последней ячейке. Аналогичным управлением транзисторами нижнего и среднего рядов ключей формируются ступени отрицательной полуволны напряжения на нагрузке. Результирующая форма напряжения на нагрузке здесь будет такая же, как и у других типов многоуровневых инверторов.

Анализ показывает, что суммарная установленная мощность накопительных конденсаторов ячеек такого инвертора значительно меньше, чем многоуровневого инвертора с плавающими конденсаторами. Так, в случае рассмотренного четырехуровневого инвертора она в 6 раз меньше, чем в противопоставляемом инверторе.

Таким образом, многоуровневый пакетный инвертор целесообразно применять при большом числе уровней в выходном напряжении инвертора (более 4-5), так как он требует меньших затрат на накопительные конденсаторы.

13.6.3. ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ С ОДНОПОЛЯРНЫМ ВЫХОДНЫМ ТОКОМ

В последние годы наблюдается повышенный научный интерес к специальным электрическим машинам с переменным магнитным сопротивлением, которые за рубежом называют Switched Reluctance Motor (SRM) [189], в отечественной литературе для этих машин нет однозначного названия, но в последнее время наибольшее распространение получил термин «вентильно-индукторный двигатель» [190–192]. Эти машины характеризуются простотой, так как не имеют обмотки на роторе, а число полюсов статора и ротора неодинаково, что и обеспечивает при вращении ротора модуляцию магнитного сопротивления потоку машины. Прочность ротора дает возможность получения высоких скоростей вращения и малого момента инерции двигателя. Вращение двигателя обеспечивается поочередным подключением обмоток статора к источнику напряжения, что приводит к повороту ротора в положении с наименьшим возможным магнитным сопротивлением потоку. Поэтому такой двигатель можно применять только совместно с преобразователем, задающим и прерывающим однонаправленные токи в обмотках машины. Наиболее подходящим преобразователем с таким режимом работы является преобразователь типа инвертора напряжения с той особенностью, что на выходе инвертора требуется ток одной полярности, как показано на диаграммах токов и напряжений в нем на рис. 13.6.8.

Возможные схемы таких преобразователей приведены на рис. 13.6.9–13.6.13.

В первой схеме (рис. 13.6.9) включение транзисторов VT_1 , VT_2 приводит к нарастанию тока в обмотке фазы A , а их выключение – к спаду тока в фазе, вызывающему отпираание диодов VD_1 и VD_2 за счет ЭДС самоиндукции обмотки фазы, под действием отрицательного напряжения на обмотке на этом интервале, как это видно

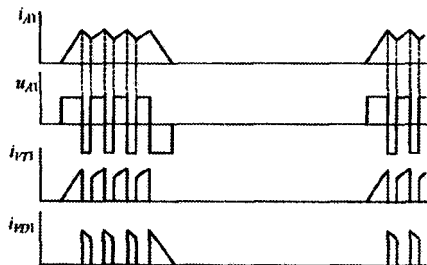


Рис. 13.6.8

из рис. 13.6.8. Через треть периода выходной частоты такие же процессы повторяются в обмотке второй фазы B , а еще через треть периода – в обмотке третьей фазы C .

В схеме преобразователя, приведенной на рис. 13.6.10, применен общий широтно-импульсный регулятор напряжения на транзисторе VT_0

и диоде VD_0 (см. п. 7.1.1), а транзисторы VT_1-VT_3 теперь выполняют функцию распределения импульсов напряжения широтно-импульсного преобразователя по фазам A , B , C двигателя. Число транзисторов и диодов уменьшается, особенно это заметно при большом числе фаз двигателя, но частота работы полупроводниковых приборов широтно-импульсного преобразователя возрастает в число раз, равное числу фаз двигателя.

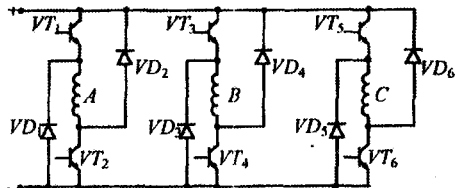


Рис. 13.6.9

Схема преобразователя, приведенная на рис. 13.6.11, содержит повышающе-понижающий преобразователь постоянного напряжения (см. п. 7.2.2), состоящий из транзистора VT_0 , диода VD_0 , накопительных реактора L и конденсатора C_2 . В результате напряжение на конденсаторе C_2 , от которого питаются обмотки двигателя через поочередно включаемые транзисторы VT_1-VT_3 , может быть как больше, так и меньше напряжения

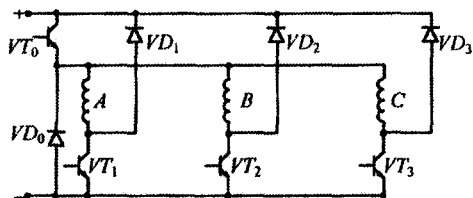


Рис. 13.6.10

входного источника с конденсатором C_1 . В качестве источника входного постоянного напряжения обычно используется неуправляемая трехфазная мостовая схема выпрямления. Под действием этого же напряжения, прикладываемого к соответствующим обмоткам A , B , C фаз двигателя через диоды VD_1-VD_3 при выключении транзисторов VT_1-VT_3 , происходит спад тока в обмотках.

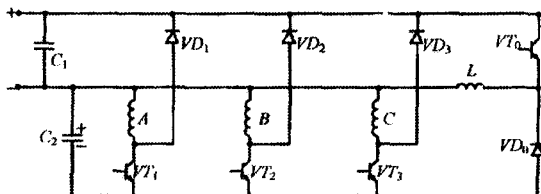


Рис. 13.6.11

В схеме преобразователя, приведенной на рис. 13.6.12, наоборот, спад тока в обмотках фаз двигателя обеспечивается под действием регулируемого уровня постоянного напряжения, определяе-

мого разностью напряжения на накопительном конденсаторе C_1 и напряжения входного источника на конденсаторе C_2 фильтра. Уровень накачки напряжения на конденсаторе C_1 от сбрасываемой в него энергии из обмоток фаз двигателя через диоды VD_1 – VD_3 регулируется широтно-импульсным преобразователем на транзисторе VT_0 и диоде VD_0 , который через выходной сглаживающий реактор L возвращает сбрасываемую энергию в конденсатор C_2 входного источника питания.

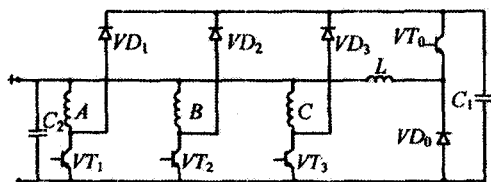


Рис. 13.6.12

Схема преобразователя, представленная на рис. 13.6.13, является наиболее простой из-за меньшего числа элементов схемы. Здесь, как и в предыдущей схеме, сброс энергии из обмоток фаз двигателя при выключении транзисторов VT_1 – VT_3 идет через соответствующие диоды VD_1 – VD_3 в буферный конденсатор C под действием разности напряжения на нем и напряжения входного источника. Транзистор VT_0 при этом закрыт. При включении очередного транзистора VT_1 – VT_3 включается и транзистор VT_0 , избыточная энергия из буферного конденсатора C подается во включенную фазу двигателя. Эта передача энергии идет до тех пор, пока напряжение на буферном конденсаторе C не снизится до напряжения входного источника, диоды выпрямителя откроются и двигатель начнет получать энергию из питающей сети. Характерно, что входной выпрямитель в этой схеме не содержит сглаживающего громоздкого LC -фильтра, обязательного в предыдущих схемах.

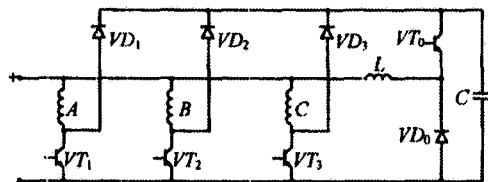


Рис. 13.6.13

Таким образом, рассмотренные варианты преобразователей для SRM-двигателей на базе инверторов с униполярным выходным

током имеют меньшее число компонентов схемы, чем классические схемы инверторов напряжения. Сам двигатель, как уже отмечалось, также является более простым, чем асинхронный двигатель, поэтому считается, что за этой системой электропривода хорошее будущее.

13.7.* РАЗНОВИДНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ (МАТРИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ)

Классические схемы преобразователей частоты с непосредственной связью как на вентилях с неполным управлением (тиристорах), так и на вентилях с полным управлением были рассмотрены в гл. 10. За рубежом возрождение схемотехники преобразователей частоты с непосредственной связью на транзисторах даже привело к повсеместному использованию для них нового термина — «матричные преобразователи», хотя возможность их построения была показана в России еще в 60-х годах прошлого столетия. Рационально в дальнейшем терминологически разделять эти преобразователи частоты с непосредственной связью на циклоконвертеры при выполнении их на вентилях с неполным управлением и на матричные преобразователи при выполнении их на вентилях с полным управлением. В разд. 10.3 были рассмотрены модификации матричных преобразователей на основе соединения их классической схемы с повышающе-понижающими регуляторами переменного напряжения. В этом разделе рассмотрены еще две модификации матричных преобразователей.

Первая модификация квазиматричного конвертера основана на концепции перемножения входного синусоидального напряжения и напряжения более высокой частоты, полученного синусоидальной ШИМ, и выделении напряжения разностной частоты, при этом операция перемножения опять же выполняется в преобразовательных ячейках типа реверсивного по входу инвертора напряжения. Вторая модификация связана с введением на место ключей в преобразователе источников реактивных напряжений вольтодобавки, выполненных на основе автономного инвертора, что позволяет в бестрансформаторном варианте получать при необходимости выходные напряжения

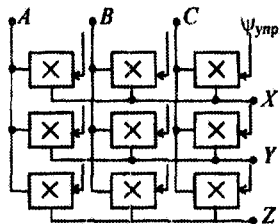


Рис. 13.7.1

преобразователя частоты больше входного напряжения, а также улучшить энергетические показатели преобразователя.

Для удобства описания условно назовем первый тип матричного конвертера *мультипликативным конвертером*, а второй тип – *аддитивным конвертером* по типу основных операторов преобразования.

Мультипликативный конвертер. Общая структура трехфазно-трехфазного матричного конвертера приведена на рис. 13.7.1. Здесь каждая множительная ячейка представляет собой однофазную мостовую схему инвертора напряжения, у которого обратные вентили также выполнены управляемыми (транзисторы). На общем выходе трех ячеек одного ряда, объединенных суммированием напряжений (последовательное включение по выходам) или суммированием токов (параллельное включение по выходам), образуется выходное напряжение одной фазы. В случае суммирования выходных напряжений ячеек, как показано на принципиальной схеме одной выходной фазы конвертера на рис. 13.7.2, для мгновенного значения его выходного напряжения можно записать

$$u_X = u_a \Psi_a + u_b \Psi_b + u_c \Psi_c, \quad (13.7.1)$$

где Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c – коммутационные функции ячеек, определяемые видом синусоидальной ШИМ в ячейках.

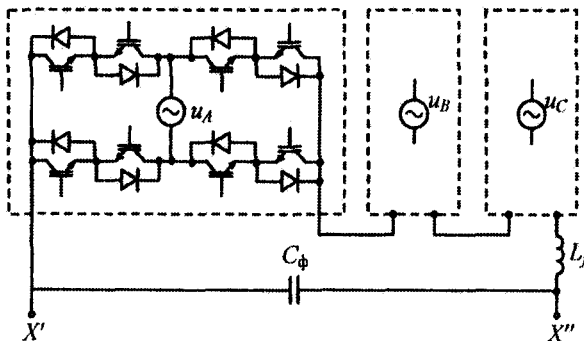


Рис. 13.7.2

Выражение для первой гармоники выходного напряжения можно получить, если заменить коммутационные функции их первыми гармониками, тогда соотношение (13.7.1) при условии симметрии ячеек примет следующий вид:

$$u_X = U_m \sin \omega t \Psi_{a(1)} \sin(\omega_y t - \varphi_y) +$$

$$\begin{aligned}
 &+U_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \Psi_{b(1)} \sin\left(\omega_y t - \varphi_y - \frac{2\pi}{3}\right) + \\
 &+U_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \Psi_{c(1)} \sin\left(\omega_y t - \varphi_y + \frac{2\pi}{3}\right) = \\
 &= \frac{3}{2} U_m \Psi_{(1)} \cos[(\omega_y - \omega)t - \varphi_y]. \quad (13.7.2)
 \end{aligned}$$

Таким образом, на нагрузке выделяется напряжение разностной частоты между частотой управления ШИМ в инверторной ячейке и частотой напряжения питающей сети, его амплитуда в полтора раза больше амплитуды напряжения сети и линейно зависит от величины первой гармоники коммутационной функции.

Аддитивный конвертер. Концепция использования в качестве напряжения вольтодобавки реактивного напряжения ячейки инвертора напряжения была рассмотрена в разд. 9.3 применительно к регуляторам переменного напряжения. Там напряжение вольтодобавки имело ту же частоту, что и частота входного и выходного напряжений регулятора. Эту же концепцию реактивного напряжения вольтодобавки можно использовать и в трехфазном матричном конвертере, если частоту напряжения вольтодобавки сделать равной требуемой частоте выходного напряжения. Структура такого матричного преобразователя тогда будет иметь вид, представленный на рис. 13.7.3.

Чтобы обеспечить непрерывность токов в фазах питающей сети и фазах нагрузки, а также устранить возникновение внутренних замкнутых контуров, состоящих из одних инверторных ячеек, необходимо, чтобы в любой момент времени проводили ток только пять из девяти ячеек матрицы конвертера. Одна из возможных комбинаций проводящих ячеек представлена на рис. 13.7.4.

Ячейки управляются так, чтобы, во-первых, их ток был сдвинут почти на 90° относительно их выходного напряжения, модулированного по закону синусоидальной ШИМ с выходной частотой пре-

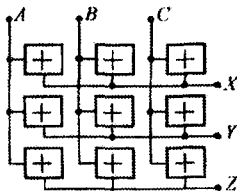


Рис. 13.7.3

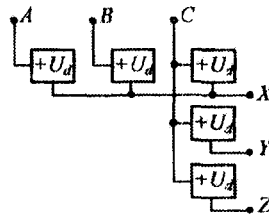


Рис. 13.7.4

образователя, и, во-вторых, чтобы напряжение на конденсаторах фильтров в звене постоянного напряжения ячеек было стабильным (см. рис. 9.3.3). Напряжение определяется вышеотмеченной величиной – «почти на 90° ». Чем больше фактическая фаза тока отличается от 90° , тем больше инверторная ячейка накачивает энергии на емкость фильтра, а значит, тем выше на ней уровень напряжения, определяемый балансом потерь.

Если на выходе переменного тока всех ячеек будет импульс напряжения со знаком «+», как на рис. 13.7.4, то все выходные межфазные напряжения преобразователя будут равны нулю. Если установить нулевое напряжение на выходе нижней ячейки, то появятся линейные напряжения XZ и YZ величиной U_d . Если напряжение на выходе этой ячейки установить равным $-U_d$, то указанные линейные напряжения возрастут до $2U_d$. Таким образом можно сформировать трехступенчатые кривые линейных напряжений конвертера. При этом возможно получить практически синусоидальный ток в фазах питающей сети, синфазный с напряжением сети, если процессы на входе преобразователя будут соответствовать модели, описываемой векторной диаграммой, приведенной на рис. 3.11.5.

Двухступенчатые непосредственные преобразователи частоты. Классический вариант двухступенчатого преобразователя частоты предполагает выполнение по структуре: управляемый выпрямитель-фильтр в звене постоянного напряжения (тока) – автономный инвертор напряжения (тока). В качестве фильтра в звене постоянного напряжения используется (полярный) конденсатор, а в звене постоянного тока – реактор. Эти элементы ухудшают массогабаритные показатели преобразователя, его динамические характеристики, а также стоимость (доля стоимости конденсатора достигает 25–30% от стоимости вентиля инвертора).

Известно использование в качестве первичного выпрямителя в таких преобразователях обращенных автономных инверторов напряжения и тока (см. рис. 13.4.4) для придания преобразователю частоты способности рекуперации энергии из нагрузки (машины переменного тока на выходе преобразователя) при обеспечении практически равным единице коэффициента мощности. При этом структура преобразователя получается такого вида: обращенный инвертор напряжения (тока) – автономный инвертор напряжения (тока), как показано соответственно на рис. 13.7.5, а, б. В первом преобразователе изменение направления передачи активной мощности в звене постоянного напряжения достигается за счет изменения направления тока в этом звене.

Во втором преобразователе изменение направления передачи активной мощности в звене постоянного тока достигается за счет изменения полярности напряжения в этом звене.

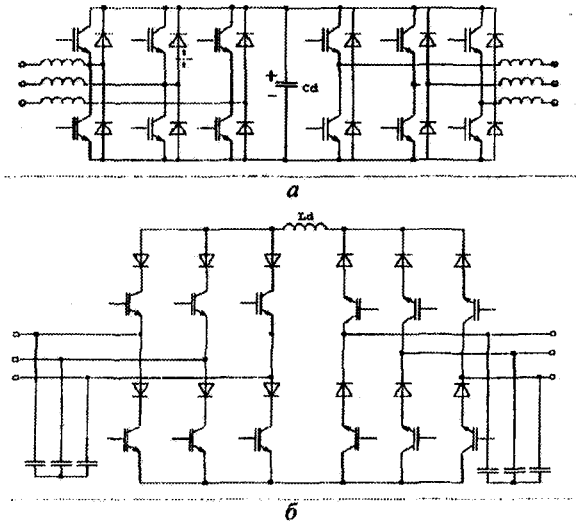


Рис. 13.7.5

Для исключения реактивных элементов из промежуточного звена постоянного напряжения (тока) в последние годы исследуются структуры двухступенчатого преобразователя смешанного типа: обращенный инвертор тока (напряжения) – обращенный инвертор напряжения (тока), как показано на рис. 13.7.6, *a*, *б* соответственно. В первой схеме обращенный инвертор тока выполнен реверсивным по току в соответствии со схемой рис. 13.4.3, *б*, что обеспечивает возможность изменения направления тока в звене постоянного тока (в линии между первым и вторым преобразователями). Это дает возможность для прямого (непосредственного) обмена мощностями между внешними электрическими сетями, подключенными ко входу и выходу такой преобразовательной системы. Данное качество и послужило основанием для отнесения этого преобразователя к классу непосредственных преобразователей частоты или по западной терминологии – к распределенным матричным конвертерам (*sparse matrix converters*).

Можно условно считать, что функцию реактора в звене постоянного тока инвертора тока (L_d на рис. 13.7.5, *б*) в схеме преобразователя, приведенной на рис. 13.7.6, *a*, выполняют высокочастот-

ные реакторы L на выходе инвертора напряжения (значительно меньшей величины, чем L_d , так как предназначены для ограничения пульсаций тока инвертора на частоте коммутации при ШИМ). Функцию конденсатора C_d в звене постоянного напряжения преобразователя, приведенного на рис. 13.7.5, *а*, в схеме преобразователя, показанного на рис. 13.7.6, *а*, выполняют конденсаторы C высокочастотного фильтра напряжения на входе инвертора тока, ограничивающие величину пульсаций напряжения на нем.

Во второй схеме двухступенчатого непосредственного преобразователя частоты (рис. 13.7.6, *б*) автономные инверторы поменялись местами. Здесь у преобразователя появляется дополнительное качество – возможность получения коэффициента преобразования по напряжению больше единицы за счет «усилительных» свойств

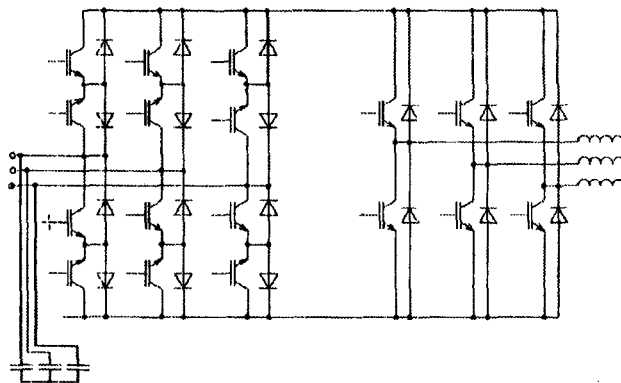
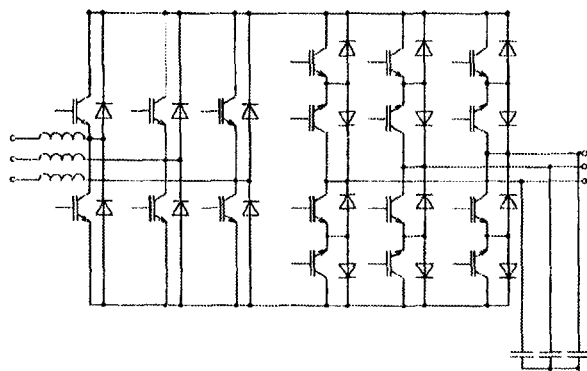
*а**б*

Рис. 13.7.6

по напряжению как в инверторе тока, так и в обратном инверторе напряжения.

Уменьшить число транзисторов в схеме реверсивного инвертора тока можно, используя известную схему, представленную на рис. 13.7.7.

Здесь прохождение тока положительного направления в верхней шине звена постоянного тока инвертора обеспечивается через диод V_{dnp} , транзистор V_{Ta} и диод V_{dpa} фазы А. Прохождение тока отрицательного направления в этой шине от входной фазы А обеспечивается через транзистор V_{Tr} и диод V_{dr} . Аналогично обстоит дело и с проводимостью вентилей нижней части вентильной стойки моста при прохождении тока в нижней шине звена постоянного тока инвертора. Тогда двухступенчатый непосредственный преобразователь с этой схемой будет содержать 15 вентилей, а не 18, как в классическом матричном конвертере по схеме, приведенной на рис. 10.2.1.

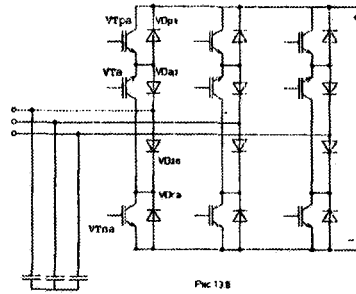


Рис. 13.7.7

В заключение рассмотрения модификаций базовых схем, имея в памяти слова И. Ньютона «в обучении примеры так же важны, как правила», можно сказать, что в практических приложениях модификации базовых схем используются так же часто, как и базовые схемы, давая какое-то новое качество устройству силовой электроники.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 1.1. Зачем нужен нулевой вентиль в выпрямителе?
- 1.2. Какие новые качества присущи полупроводящим мостовым схемам?
- 1.3. Зачем применяется ступенчатое регулирование вторичного напряжения трансформатора в выпрямителе?
- 1.4. В каких схемах выпрямления можно управлением получить эффект нулевого вентиля?
- 1.5. Какой способ управления называется поочередным?
- 1.6. Зачем используются встречно-параллельные вентили в первичных обмотках трансформатора?
- 1.7. Какие преимущества у бестрансформаторных выпрямителей-умножителей напряжения перед обычными выпрямителями с высоковольтным трансформатором?

- 1.8. Какие преимущества у выпрямителя-делителя напряжения перед обычным выпрямителем?
- 1.9. Какие достоинства у выпрямителей с промежуточным звеном повышенной частоты?
- 1.10. За счет чего улучшается входной коэффициент мощности в выпрямителе с корректором коэффициента мощности?
- 1.11. За счет чего улучшается входной коэффициент мощности в выпрямителях с активным фильтром?

- 2.1. Какие преобразователи постоянного напряжения в постоянное называются квадратичными?
- 2.2. Какие достоинства у безындуктивных преобразователей постоянного напряжения в постоянное?
- 2.3. Как получается искусственная нулевая точка у трехфазного инвертора напряжения для четырехпроводной нагрузки?
- 2.4. Какие достоинства у многоуровневых инверторов напряжения перед классическими?
- 2.5. Зачем нужны инверторы с однополярным выходным током?
- 2.6. Какие достоинства у аддитивных матричных преобразователей?

УПРАЖНЕНИЯ

1. Вывести зависимость коэффициента искажения входного тока выпрямителя с нулевым вентилем от степени регулирования выпрямленного напряжения.
2. Вывести зависимости среднего и действующего значений тока нулевого вентиля от степени регулирования выпрямленного напряжения.
3. Оценить ухудшение качества выпрямленного напряжения полууправляемой трехфазной мостовой схемы по вольт-секундному интегралу пульсаций.
4. Рассчитать относительную установленную мощность вентиля в схеме выпрямителя со ступенчатым регулированием вторичного напряжения.
5. В выпрямителе со встречно-параллельным включением вентиля в первичной стороне трансформатора найти установленные мощности вентиля.
6. Рассчитать относительные установленные мощности диодов и конденсаторов в выпрямителе-умножителе напряжения в функции коэффициента умножения и качества выпрямленного напряжения.
7. Рассчитать относительные установленные мощности диодов и конденсаторов в выпрямителе-делителе напряжения в функции коэффициента умножения и качества выпрямленного напряжения.
8. Рассчитать параметры вентиля в выпрямителе с высокочастотным инвертором напряжения.

9. Рассчитать параметры вентиля в выпрямителе с высокочастотными регуляторами переменного напряжения.
10. Рассчитать параметры вентиля в выпрямителе с преобразователями постоянного напряжения с управляемым обменом энергии между реактивными элементами схемы.
11. Оценить качество выпрямленного напряжения в однофазном выпрямителе с корректором коэффициента мощности.
12. Оценить качество выпрямленного напряжения в трехфазном выпрямителе с обратногоходным ОТ-ОТ преобразователем по схеме, приведенной на рис. 13.6.10.
13. Построить диаграммы токов и напряжений элементов в «квадратичном» ОТ-ОТ преобразователе.
14. Построить диаграммы токов и напряжений элементов в безындуктивном понижающем ОТ-ОТ преобразователе.
15. Построить диаграммы токов и напряжений элементов в безындуктивном повышающем ОТ-ОТ преобразователе.
16. Оценить установленные мощности конденсаторов в пакетном многоуровневом инверторе напряжения.
17. Оценить параметры вентиля в инверторе с однополярным выходным током.
18. Рассчитать установленные мощности вентиля и конденсаторов в аддитивном матричном конвертере.
19. Рассчитать установленные мощности вентиля в мультипликативном матричном конвертере.

P.S. Когда работа над нашей книгой подходила к концу, вышел из печати большой учебник по электромагнитной совместимости в системах электрической тяги [195]. Уместно в этой ситуации добавить к списку литературы ранее изданные малыми тиражами учебные пособия по проблемам ЭМС [196–198] и по определению параметров схем замещения электрических сетей [199], две новые книги по качеству электрической энергии [200, 201]. Полезны также две монографии по общим вопросам обеспечения ЭМС в технических системах в части помехоустойчивости и помехозмиссии [202, 203]. Очень много новой информации по проблемам ЭМС и качеству электрической энергии можно найти на сайте www.linvit.ru Научного центра Линвит. Можно также добавить наши патенты Российской Федерации по новым вентильным преобразователям с улучшенной электромагнитной совместимостью [204–208] и методу ее измерения [209], а также две старые публикации, с которых начались наши работы по активной компенсации неактивных составляющих полной мощности [210, 211].

ЛИТЕРАТУРА

1. *Каганов И.Л.* Промышленная электроника (общий курс). – М.: Высш. шк., 1968. – 559 с.
2. *Забродин Ю.С.* Промышленная электроника. – М.: Высш. шк., 1982. – 496 с.
3. *Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В. В.* Основы промышленной электроники. – К.: Вища шк., 1985. – 460 с.
4. *Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е.* Промышленная электроника. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
5. *Розанов Ю.К.* Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
6. *Немцев Г.А., Ефремов Л.Г.* Энергетическая электроника. – М.: Пресс-сервис, 1994. – 320 с.
7. *Бурков А.Т.* Электронная техника и преобразователи. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
8. *Каганов И.Л.* Электронные и ионные преобразователи. – М.: Госэнергоиздат, 1956. – 528 с.
9. *Размадзе Ш.М.* Преобразовательные схемы и системы. – М.: Высш. шк., 1967. – 527 с.
10. *Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И.* Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. шк., 1974. – 430 с.
11. *Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М.* Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. шк., 1980. – 424 с.
12. *Справочник по преобразовательной технике.* – К.: Техника, 1978. – 447 с.
13. *Силовая электроника. Примеры и расчеты.* – М.: Энергоиздат, 1982. – 384 с.
14. *Энергетическая электроника: Справ. пособие.* – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 464 с.
15. *Зиновьев Г.С.* Основы преобразовательной техники: В 4 ч. Ч.1: Системы управления вентильными преобразователями. – Новосибирск: НЭТИ, 1971. – 102 с.
16. *Зиновьев Г.С.* Основы преобразовательной техники: В 4 ч. Ч.2: Выпрямители с улучшенным коэффициентом мощности. – Новосибирск: НЭТИ, 1971. – 79 с.
17. *Зиновьев Г.С.* Основы преобразовательной техники: В 4 ч. Ч.3: Методы анализа установившихся и переходных процессов в вентильных преобразователях. – Новосибирск: НЭТИ, 1975. – 91 с.
18. *Зиновьев Г.С.* Основы преобразовательной техники: В 4 ч. Ч.4: Опыт системного подхода к проектированию вентильных преобразователей. – Новосибирск: НЭТИ, 1981. – 115 с.
19. *Зиновьев Г.С.* Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. – Новосибирск: НГТУ, 1998. – 90 с.
20. *Зиновьев Г.С.* Основы силовой электроники. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999 (ч. 1), 2000 (ч. 2).
21. *Зиновьев Г.С.* Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей. – Новосибирск: НГУ, 1990. – 220 с.

22. *Гнатенко М.А., Зиновьев Г.С.* Силовая электроника: В 3 ч. Ч.1: Методическое руководство к лабораторным работам. – Новосибирск: НГТУ, 1998. – 21 с.
23. *Зиновьев Г.С., Макаревич А.Ю., Попов В.И.* Силовая электроника: В 3 ч. Ч.2: Метод. руководство к лаб. работам. – Новосибирск: НГТУ, 1999. – 31 с.
24. *Васильковский А.И., Зиновьев Г.С.* Силовая электроника: В 3 ч. Ч.3: Метод. руководство к лаб. работам. – Новосибирск: НГТУ, 2000. – 26 с.
25. *Горбань С.Н., Даниленко Д.В., Обухов А.Е., Зиновьев Г.С.* Удельные энергетические и массогабаритные показатели элементов силовых схем вентилярных преобразователей: Учебно-справ. пособие. – Бердск: Сору Center, 1996. – 58 с.
26. *Попов В.И.* Преобразовательная техника: Метод. руководство к лаб. работам. – Новосибирск: НЭТИ, 1980. – 40 с.
27. *Попов В.И.* Преобразовательная техника: Метод. пособие по курсовому проектированию. – Новосибирск: НЭТИ, 1980. – 35 с.
28. *Жуйков В.М., Гуляев А.Н.* Автономные преобразователи: Метод. указания к курсовому проектированию. – Новосибирск: НЭТИ, 1988. – 25 с.
29. *Заболев Р.Я., Манусов В.З.* Имитационное моделирование электромагнитных процессов в управляемых вентилярных преобразователях. Методическое руководство. – Новосибирск: НГТУ, 1997. – 18 с.
30. *Заболев Р.Я.* Аварийные режимы в вентилярных преобразователях. Учеб. пособие. – Новосибирск: НГТУ, 1996. – 72 с.
31. *Заболев Р.Я.* Анализ токовой и тепловой загрузки тиристорных в управляемых выпрямителях: Метод. руководство к практ. занятиям. – Новосибирск: НГТУ, 1998. – 20 с.
32. *Грабовецкий Г.В., Куклин О.Г., Харитонов С.А.* Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией для электрохимических систем. – Новосибирск: НГТУ, 1997. – 60 с.
33. *Харитонов С.А.* Энергетические характеристики нелинейных электрических цепей с вентилями. Геометрические аналогии: Учеб. пособие. – Новосибирск: НГТУ, 1998. – 168 с.
34. *Кузнецов Ф. А., Резниченко М. Ф., Преображенский Е. Б., Харитонов С.А.* Оценка рынка устройств и систем силовой электроники в Российской Федерации. // Материалы и процессы создания приборов силовой электроники: Тез. пятого сем. АТАМ. – М., 2001. С.72–75.
35. *Перегудов Ф.И., Тарасенко Ф.П.* Основы системного анализа. – Томск: Изд-во НТЛ, 1997. – 396 с.
36. *Комплектные тиристорные электроприводы: Справочник* – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 319 с.
37. *Электротехнический справочник* / Под ред. В.Г. Герасимова – М.: Энергоатомиздат, 1986.
38. *Мерабишвили П. Ф., Ярошенко Е. М.* Нестационарные электромагнитные процессы в системах с вентилями. – Кишинев: Штиинца, 1980. – 208 с.
39. *Баланс энергий в электрических цепях* / В.Е. Тонкаль, А.В. Новосельцев, С.П. Денисюк и др. – К.: Наук. думка, 1992. – 312 с.
40. *Булгаков А.А.* Новая теория управляемых выпрямителей. – М.: Наука, 1970.

41. *Захаревич С.В.* Переходные и установившиеся процессы в схемах электроподвижного состава выпрямительного типа. – М.-Л.: Наука, 1966. – 239 с.
42. *Глебов И. А.* Электромагнитные процессы систем возбуждения синхронных машин. – Л.: Наука, 1987. – 344 с.
43. *Глинтерник С.Р.* Тиристорные преобразователи со статическими компенсирующими устройствами. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 240 с.
44. *ГОСТ 13109-97.* Электрическая энергия. Электромагнитная совместимость. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Госстандарт, 1998.
45. *Хохлов Ю.И.* Компенсированные выпрямители. – Челябинск: Изд-во ЧГТУ, 1995. – 355 с.
46. *Полупроводниковые выпрямители* / Под ред. Ф.И. Ковалева. – М.: Энергоатомиздат, 1978. – 448 с.
47. *Полупроводниковые преобразователи электрической энергии* / А. Крогерис, К. Рашевич, Л. Рутманис и др. – Рига: Зикатне, 1969. – 531 с.
48. *Репин А.М.* Новый метод синтеза вентильных схем класса $Sk_m(M)IRL_{\infty}$. // *Вопр. радиоэлектроники. Сер. Общие вопросы.* – 1983. – Вып. 8. Ч. 1. – С. 44–61; Ч. 2, С. 62–81.
49. *Вентильные преобразователи переменной структуры* / В.Е. Тонкаль, В.С. Руденко, В.Я. Жуиков и др. – К.: Наук. думка, 1989. – 336 с.
50. *Маевский О.А.* Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.
51. *Вулик Б.З.* Введение в функциональный анализ. – М.: Наука, 1967. – 415 с.
52. *Заездный А.М.* Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. – Л.: Энергия, 1971. – 528 с.
53. *Зиновьев Г.С.* Об алгоритмах вычисления и измерения энергетических параметров процессов в цепях с вентильными преобразователями // *Тиристорные преобразователи: Межвуз. сб. науч. тр.* – Новосибирск, 1985. – С. 3–34.
54. *Щуркевич П.А.* Теория переменных токов. – Л.: Судпромгиз, 1941. – 652 с.
55. *Kusters N.L., Moore W.J.M.* On definition of reactive power under non-sinusoidal conditions // *IEEE Trans.* – 1980. – Vol. PAS-99, № 5. – P. 1845–1850.
56. *Цыпкин Я.З.* Теория линейных импульсных систем. – М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.
57. *Ту Ю.* Цифровые и импульсные системы автоматического управления. – М.: Машиностроение, 1964. – 704 с.
58. *Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г.* Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240 с.
59. *Шитило В.П., Чикотило И.И.* Устойчивость замкнутой системы с широтно-импульсным преобразователем // *Электричество.* – 1978. – № 1. – С. 50–53.
60. *Зиновьев Г.С., Коновалов А.Н.* Исследование устойчивости в малом широтно-импульсных систем / *Техническая электродинамика.* – 1981. – № 3. – С. 47–54.
61. *Цыпкин Я.З.* Теория релейных систем автоматического регулирования. – М.: Гостехиздат, 1955. – 456 с.
62. *Абрамов А.Н.* Специальные режимы преобразователей. Ч 2. – Новосибирск: НЭТИ, 1979. – 77 с.

63. Шитило В.П. Автоматизированный вентиляльный электропривод. – М.: Энергия, 1969. – 400 с.
64. Белова Д.А., Кузин Р.Е. Применение ЭВМ для анализа и синтеза автоматических систем управления. – М.: Энергия, 1979. – 264 с.
65. ГОСТ Р 51317.3.2-99 (МЭК 61000-3-2-95). Совместимость технических средств электромагнитная. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе). Нормы и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.
66. ГОСТ Р 51317.4.4-99 (МЭК 61000-4-4-95). Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к наносекундным импульсным помехам. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.
67. ГОСТ Р 51317.4.5-99 (МЭК 61000-4-5-95). Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.
68. ГОСТ Р 51317.4.11-99 (МЭК 61000-4-11-94). Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к динамическим изменениям напряжения электропитания. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.
69. ГОСТ Р 51317.4.12-99 (МЭК 61000-4-12-97). Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к колебательным затухающим помехам. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.
70. ГОСТ Р 51317.4.6-99 (МЭК 61000-4-6-95). Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к кондуктивным помехам, наведенным радиочастотными электромагнитными помехами. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.
71. ГОСТ Р 51317.4.2-99 (МЭК 61000-4-2-95). Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к электростатическим разрядам. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.
72. ГОСТ Р 51317.4.3-99 (МЭК 61000-4-3-95). Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к радиочастотному электромагнитному полю. Требования и методы испытаний. М.: Изд-во стандартов, 2000.
73. ГОСТ Р 50648-94 (МЭК 1000-4-8-93). Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к магнитному полю промышленной частоты. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.
74. ГОСТ Р 50649-94 (МЭК 1000-4-93). Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к импульсному магнитному полю. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.
75. ГОСТ Р 51317.6.2-99 (МЭК 61000-6-2-99). Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к электромагнитным помехам технических средств, применяемых в промышленных зонах. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.
76. ГОСТ Р 51317.6.1-99 (МЭК 61000-6-1-97). Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к электромагнитным помехам технических средств, применяемых в жилых, коммерческих зонах и производственных зонах с малым энергопотреблением. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

77. *ГОСТ 51318.24-99 (СИСПР 24-97)*. Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость оборудования информационных технологий к электромагнитным помехам. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

78. *ГОСТ 51514-99 (МЭК 61547-95)*. Совместимость технических средств электромагнитная. Помехоустойчивость светового оборудования общего назначения. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

79. *ГОСТ Р 51522-99 (МЭК 61326-1-97)*. Совместимость технических средств электромагнитная. Электрическое оборудование для измерения, управления и лабораторного применения. Требования и методы испытаний. Совместимость технических средств электромагнитная. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

80. *ГОСТ Р 51524-99*. Совместимость технических средств электромагнитная. Системы электрического привода с регулируемой скоростью вращения. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

81. *ГОСТ 12.1.002-84*. Электрические поля промышленной частоты. Допустимые уровни напряженности и требования к проведению контроля на рабочих местах. – М.: Изд-во стандартов, 1984.

82. *ГОСТ 12.1.006-84*. Электромагнитные поля радиочастот. Допустимые уровни на рабочих местах и требования к проведению контроля. – М.: Изд-во стандартов, 1985.

83. *Санитарные правила и нормы*. Сан. П и Н 2.2.4/218.055-96. Электромагнитное излучение радиочастотного диапазона. – М.: ГК Санэпиднадзор, 1996. – 28 с.

84. *ГОСТ Р 51317.6.4-99 (МЭК 61000-6-4-97)*. Совместимость технических средств электромагнитная. Помехоэмиссия от технических средств, применяемых в промышленных зонах. Нормы и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

85. *ГОСТ Р 51317.6.3-99 (МЭК СИСПР 61000-6-3-96)*. Совместимость технических средств электромагнитная. Помехоэмиссия от технических средств, применяемых в жилых, коммерческих зонах и производственных зонах с малым энергопотреблением. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

86. *ГОСТ Р 51318.22-99 (СИСПР 22-97)*. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи промышленные от оборудования информационных технологий. Нормы и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

87. *ГОСТ Р 51320-99*. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи промышленные. Методы испытаний технических средств – источников промышленных радиопомех. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

88. *ГОСТ Р 50397-92*. Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

89. *ГОСТ 29037-91*. Совместимость технических средств электромагнитная. Сертификационные испытания. – М.: Изд-во стандартов, 1991.

90. *Зыкин Ф.А.* Определение степени участия нагрузок в снижении качества электроэнергии // *Электричество*. – 1992. – № 11. – С. 13–19.

91. *ГОСТ Р 51408-99*. Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к электромагнитным помехам профессиональной аудио-, видео-, аудиовизуальной аппаратуры и аппаратуры управления световыми приборами для зрелищных мероприятий. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

92. *ГОСТ Р 51525-99 (МЭК 60255-22-2-96)*. Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость измерительных реле и устройств защиты к электростатическим разрядам. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 1996.

93. *ГОСТ Р 50745-99*. Совместимость технических средств электромагнитная. Системы бесперебойного питания. Устройства подавления сетевых импульсных помех. Требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

94. *ГОСТ Р 51317.3.8-99 (МЭК 61000-3-8-97)*. Совместимость технических средств электромагнитная. Передача сигналов по электрическим сетям. Уровни сигналов, полосы частот и нормы электромагнитных помех. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

95. *ГОСТ Р 51317.6.3-9 (МЭК СИСПР 61000-6-3-96)*. Совместимость технических средств электромагнитная. Помехозащита от технических средств, применяемых в жилых, коммерческих зонах и производственных зонах с малым энергопотреблением. Нормы и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

96. *Директива* Совета ЕС № 89/336 от 03.05.1989 г. «О согласовании законодательных актов государств-участников Сообщества, касающихся электромагнитной совместимости». – М.: Изд-во стандартов, 2000.

97. *ГОСТ Р 51527-99 (МЭК 60478-3-89)*. Совместимость технических средств электромагнитная. Стабилизированные источники питания постоянного тока. Кондуктивные электромагнитные помехи. Нормы и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

98. *ГОСТ Р 51318.14.1-99 (СИСПР 14-1-93)*. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи промышленные от бытовых приборов, электрических инструментов и аналогичных устройств. Нормы и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

99. *Tihanyi L.* EMC in Power Electronics. – N. Y.: IEEE Press, 1995. – 402 p.

100. *Коуделл Р.* Диаграммы упрощают импульсный анализ // *Электроника*. – 1968. № 18. – С. 62–69.

101. *ГОСТ 26567-85*. Преобразователи электрической энергии полупроводниковые. Методы электрических испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 1986.

102. *ГОСТ 26416-85*. Агрегаты бесперебойного питания на напряжение до 1 кВ. Общие технические условия. – М.: Изд-во стандартов, 1989.

103. *ГОСТ 27699-88*. Системы бесперебойного питания приемников переменного тока. – М.: Изд-во стандартов, 1988.

104. *ГОСТ 19705-89*. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. – М. Изд-во стандартов, 1989.

105. *Правила Регистра СССР*. Морской регистр. – М., 1981.

106. *ГОСТ 3940-84*. Электрооборудование автотракторное. Общие технические условия. – М.: Изд-во стандартов, 1996.

107. *ГОСТ 28279-89*. Совместимость электромагнитная электрооборудования автомобиля и автомобильной бытовой радиоэлектронной аппаратуры. Нормы и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 1983.

108. *Бадер М.П.* Электромагнитная совместимость электрифицированных железных дорог: В 4 ч. – М.: МИИТ, 1999.

109. *ГОСТ 5237-83*. Аппаратура электросвязи. Напряжение питания и методы измерения. – М.: Изд-во стандартов, 1984.

110. *ОСТ 45.183-2001*. Установки электропитания аппаратуры электросвязи стационарные. Общие технические требования. – М.: ЦНТИ «Информсвязь», 2001. – 29 с.

111. *Мкртчян Ж.А.* Основы построения устройств электропитания ЭВМ. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 208 с.

112. *Терминология* теоретической электротехники. – М.: АН СССР, 2-е изд. – 1958 – 48 с.

113. *ГОСТ 23875-79*. Качество электрической энергии. Термины и определения. – М.: Изд-во стандартов, 1979.

114. *ГОСТ 28934-91*. Совместимость технических средств электромагнитная. Содержание раздела технического задания в части ЭМС. – М.: Изд-во стандартов, 1991.

115. *Czarnecki L.S.* What is wrong with the Budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned // *IEEE Trans.* – 1987. – Vol. IM-36, № 3. – P. 834–837.

116. *Мосткова Г.П., Родина З.М.* Составляющие полной мощности в цепях с вентилями // *Преобразовательная техника.* – 1975. – Вып. 4. – С. 21–25.

117. *Солодухо Я.Ю.* Тенденции компенсации реактивной мощности. Ч. 1: Реактивная мощность при несинусоидальных режимах работы. – М.: Информэлектро, 1987. – 50 с.

118. *Цицикян Г.Н.* Работы Кваде и некоторые замечания по понятиям электрической мощности // *Электричество.* – 2000. – № 8. – С. 34–41.

119. *Зиновьев Г.С.* Прямой метод расчета мощностей в цепях с вентильными преобразователями // *Электричество*, 1989, № 7.

120. *A Survey of north american electric utility concerns regarding nonsinusoidal waveforms* // *IEEE Trans.* – 1996. – Vol. PD-11. – № 11. – P. 73–78.

121. *Practical definitions for powers in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: a discussion* // *IEEE Trans.* – 1996. – Vol. PD-11. – № 1. – P. 79–101.

122. *Akagi H., Kasazawa Y., Nabae A.* Instantaneous reactive power compensators comprising devices without energy storage components // *IEEE Trans.* – 1984. – Vol. IA-20. – № 3. – P. 625–630.

123. *Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems* // *IEEE Trans.* – 1998. – Vol. PE-13. – № 6. – P. 1174–1181.

124. *Emanuel A.E.* Apparent power definitions for three-phase systems // *IEEE Trans.* – 1999. – Vol. PD-14. – № 3. – P. 767–771.

125. *Chen C.-C., Hsu Y.-Y.* A novel approach to the design of a shunt active filter for an unbalanced three-phase four-wire system under nonsinusoidal conditions // *IEEE Trans.* – 2000. – Vol. PD-15. – № 4. – P. 1258–1264.

126. *Лохов С.П.* Энергетические показатели вентильных преобразователей и поверхностный эффект // *Тр. Челяб. политехн. ин-та.* – Челябинск: ЧПИ, 1982. – № 270. – С. 77–81.

127. *Самко С.Г.* Интегралы и производные дробного порядка и их приложения. – К.: Наук. думка, 1987. – 510 с.

128. *Задерей Г. П., Заика П.Н.* Многофункциональные трансформаторы в средствах вторичного электропитания. – М.: Радио и связь, 1989. – 176 с.

129. Hurley W.G., Wolfe W.H., Breslin J.G. Optimized transformer design: inclusive of high-frequency effects // IEEE Trans. – 1998. – Vol. PE-13.– № 4.– P. 651–659.
130. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятия – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 272 с.
131. ГОСТ 28690-90. Знак соответствия технических средств требованиям электромагнитной совместимости. – М.: Изд-во стандартов, 1990.
132. Белов В.Ф. Автоматизация проектирования электромагнитной совместимости автономных преобразовательных систем. – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 1993. – 340 с.
133. Электротехническая совместимость электрооборудования автономных систем / Под ред. А.П. Булекова. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 352 с.
134. Мызык Г.С. Основы структурно-алгоритмического синтеза источников вторичного электропитания. – М.: Изд-во МЭИ, 1989. – 108 с.
135. Бирзникс Л.В. Импульсные преобразователи постоянного тока. – М.: Энергия, 1974. – 256 с.
136. Северис Р., Блюм Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
137. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
138. Силовая электроника // ТИИЭР. – 1988. – Т. 76. – № 4.
139. Булатов О.Г., Царенко А.И. Тиристорно-конденсаторные преобразователи. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
140. Кузнецов В.Г., Шидловский А.К. Повышение качества энергии в электрических сетях. – К.: Наук. думка, 1985. – 268 с.
141. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
142. Васильев А.С., Слухоцкий А.Е. Ионные и электронные инверторы высокой частоты. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 178 с.
143. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока. – М.: Энергия, 1978. – 208 с.
144. Раскин Л.Я. Стабилизированные автономные инверторы тока на тиристорах. – М.: Энергия, 1970. – 96 с.
145. Лабунцов В.А., Ривкин Г.А., Шевченко Г.И. Автономные тиристорные инверторы. – М.: Энергия, 1967. – 159 с.
146. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок / Е.И. Беркович, Г.В. Ивенский, Ю.С. Иоффе, А.Т. Матчак, В.В. Моргун и др. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 208 с.
147. Тиристорные генераторы ультразвуковой частоты // С.В. Шапиро, В.Г. Казанцев, В.В. Карташев, Р.Н. Киямов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 142 с.
148. Донской А.В., Кулик В.Д. Теория и схемы тиристорных инверторов повышенной частоты с широтно-импульсным регулированием. – Л.: Энергия, 1980. – 158 с.
149. Кантер И.И. Преобразовательные устройства в системах автономного электроснабжения. – Саратов: СГУ, 1989. – 260 с.
150. Автономные инверторы // Ю.П. Гончаров, В.В. Ермуратский, Э.И. Заика, А.Ю. Штейнберг. – Кишинев: Штиинца, 1974. – 336 с.
151. Стабилизированные автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением / Ф. И. Ковалев, Г. П. Мосткова, В. А. Чванов, А. И. Толкачев – М.: Энергия, 1972. – 152 с.

152. *Артым А.Д.* Ключевые генераторы гармонических колебаний. – М.-Л.: Энергия, 1972. – 168 с.
153. *Моин В.С.* Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
154. *Тонкаль В.Е., Гречко Э.Н., Кулешов Ю.Е.* Оптимальный синтез автономных инверторов с амплитудно-импульсной модуляцией. – К.: Наук. думка, 1987. – 220 с.
155. *Забродин Ю.С.* Автономные тиристорные инверторы: с широтно-импульсным регулированием. – М.: Энергия, 1977. – 136 с.
156. *Копылов И.П.* Математическое моделирование электрических машин. М.: Высш. шк., 1987. – 248 с.
157. *Современные энергосберегающие технологии.* – СПб.: ЛЭТИ, 2000. – 548 с.
158. *Липковский К.А.* Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. – К.: Наук. думка, 1983. – 216 с.
159. *Гельман М.В., Лохов С.П.* Тиристорные регуляторы переменного напряжения. – М.: Энергия, 1975. – 104 с.
160. *Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / Кобзев А.В., Лебедев Ю.М., Михальченко Г.Я. и др.* – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 152 с.
161. *Берштейн И.Я.* Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока. – М.: Энергия, 1968. – 88 с.
162. *Жемеров Г.Г.* Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
163. *Джюджи Л., Пелли Б.* Силовые полупроводниковые преобразователи частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
164. *Чехет Э.М., Мордач В.П., Соболев В.Н.* Непосредственные преобразователи частоты для электропривода. – К.: Наук. думка, 1988. – 224 с.
165. *Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А.К. Шидловский, А.В. Козлов, Н.С. Комаров, Г.А. Москаленко.* К.: Наук. думка, 1993. – 271 с.
166. *Шидловский А.К., Федий В.С.* Частотно-регулируемые источники реактивной мощности. – К.: Наук. думка, 1980. – 304 с.
167. *Писарев А.Л., Деткин Л.П.* Управление тиристорными преобразователями. – М.: Энергия, 1975. – 264 с.
168. *Power Electronics // Proc. IEEE.* – 1994. – N 10.
169. *Системы электропитания космических аппаратов / Б.П. Солдатин, В.И. Иванчура, А.И. Чернышев, Ш.Н. Исляев.* – Новосибирск: ВО Наука, 1994. – 318 с.
170. *Изосимов Д.Б., Рывкин С.Е.* Скользящий режим в электроприводе: Анал. обзор. – М.: ИПУ РАН, 1993. – 134 с.
171. *Бродовский В.Н., Иванов Е.С.* Приводы с частотно-токовым управлением. – М.: Энергия, 1974. – 168 с.
172. *Панкратов В.В.* Векторное управление α -синхронными электроприводами: Учеб. пособие. – Новосибирск: НГТУ, 1999. – 66 с.
173. *Управление вентильными электроприводами постоянного тока / В.Д. Лебедев, В.Е. Неймарк, Н.Я. Пистрак, О.В. Слежановский.* – М.: Энергия, 1970. – 200 с.

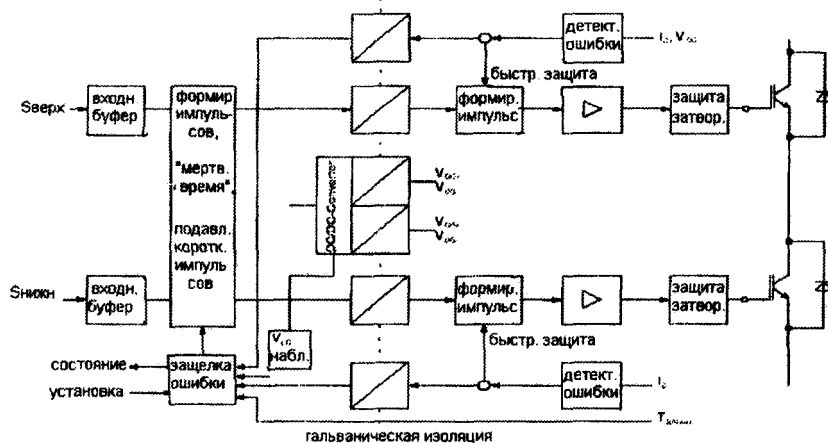
174. Шрейнер Р.Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов. – Екатеринбург, 1997. – 279 с.
175. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
176. Электрические и электронные аппараты / Под ред. Ю. К. Розанова. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 752 с.
177. Проектирование систем управления подвижным составом / Н.А. Розанов, Д.Д. Захарченко, А. В. Плакс, Ю. М. Иньков. – М.: Транспорт, 1986. – 327 с.
178. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. – Новосибирск: Наука, 1979. – 304 с.
179. Васильев В.И., Ильясов Б.Г. Интеллектуальные системы управления с использованием нечеткой логики. – Уфа: УГАТИ, 1995. – 80 с.
180. Интеллектуальные системы управления с использованием нейронных сетей / В.И. Васильев, Б.Г. Ильясов, С.С. Волеев и др. – Уфа: Уфим. гос. авиац. техн. ун-т, 1997. – 92 с.
181. Браславский Л. М., Зотов Л.Г., Сажнев А.М. Методы построения бестрансформаторных выпрямителей // Полупроводниковая электроника в технике связи. – М.: Радио и связь, 1977. – Вып. 18. – С. 104–112
182. Зиновьев Г.С. Улучшение электромагнитной совместимости выпрямителей трехфазного тока и питающей сети // Электр. питание. – 2001. – № 1. – С. 19–22.
183. Зиновьев Г.С. Системный анализ выпрямителей с широтно-импульсным регулированием // Полупроводниковые преобразователи электрической энергии. – Новосибирск: НЭТИ, 1983. – С. 23–43.
184. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 184 с.
185. Maksimovic D., Cuk S. Switching converters with wide dc conversion range // IEEE Trans. – 1991. – Vol. PE-16. – N 1. – P. 151–157.
186. Ioinovici A. Switched-capacitor power electronics circuits // IEEE Circuits and Systems Magazine. – 2001. – Vol. 1. – N 3. – P. 37–42.
187. Proc. EPE-2001. – Austria, 2001.
188. Абрамов А.Н., Попов В.И. Упрощенный трехфазный инвертор напряжения. Асинхронный тиристорный электропривод. – Свердловск: УПИ, 1971.
189. Vukosavic S., Stefanovic V.R. SRM inverter topologies: a comparative evaluation // IEEE Trans. – 1991. – Vol. IA-27. – N 6. – 1034–1047.
190. Ильинский Н. Ф. Вентильно-индукторный электропривод перед выходом на рынок // Приводная техника. – 1998. – № 3.
191. Бычков М. Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода // Электричество. – 1997. – № 10.
192. Жуловян В. В., Шевченко А. Ф. Сравнительный анализ двигателей с электромагнитной редуцией частоты вращения и двигателей с катящимся ротором // Электротехника. – 1998. – № 2. – С. 16–20.
193. Мощинский Ю. А., Беспалов В. Я., Кирякин А. А. Определение параметров схемы замещения асинхронной машины по каталожным данным // Электричество. – 1998. – № 4. – С. 38–42.
194. Силовая электроника: Словарь терминов русско-английский. – М.: ОСЭ, 2001. – 80 с.

195. *Бадер М.П.* Электромагнитная совместимость. – М.: УМК МПС, 2002. – 638 с.
196. *Курбацкий В.Г.* Качество электроэнергии и электромагнитная совместимость технических средств в электрических сетях. – Братск: БрГТУ, 1999. – 220 с.
197. *Овсянников А.Г.* Электромагнитная совместимость в электроэнергетике. – Новосибирск: НГТУ, 2002. – 107 с.
198. *Бердин А.С., Крючков П.А.* Формирование параметров модели ЭЭС для управления электрическими режимами. – Екатеринбург: УГТУ, 2000. – 107 с.
199. *Суднова В.В.* Качество электрической энергии. – М.: Энергосервис, 2000. – 80 с.
200. *Карташев И.И., Зуев Э.Н.* Качество электроэнергии в системах электропитания. Способы ее контроля и обеспечения. – М.: Изд-во МЭИ, 2001. – 120 с.
201. *Хабигер Э.* Электромагнитная совместимость. Основы ее обеспечения в технике. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 304 с.
202. *Erickson R. W., Ai-Naseem O. A.* A new Family of Matrix Converters, Proc. IECON2001, USA, p. 1515–1520.
203. *Пат. 2122274 РФ.* Регулятор трехфазного напряжения / Г.С. Зиновьев. Бюл. № 32, 1998.
204. *Пат. 2124263 РФ.* Вентильный преобразователь / Г.С. Зиновьев. Бюл. № 36, 1998.
205. *Пат. 2137283 РФ.* Непосредственный преобразователь частоты / Г.С. Зиновьев, В.И. Попов. Бюл. № 25, 1999.
206. *Пат. 2191463 РФ.* Многофазный регулятор переменного напряжения / Г.С. Зиновьев, А.Е. Обухов. Бюл. № 29, 2002.
207. *Пат. 2191392 РФ.* Способ определения долевых частей нагрузки и энергосистемы в изменении качества напряжения / М.А. Гнатенко, Г.С. Зиновьев. Бюл. № 29, 2002.
208. *А.с. 492982. РФ.* Способ управления вентильным преобразователем / Г.С. Зиновьев. Бюл. изобр. № 43, 1975.
209. *Зиновьев Г.С.* Вентильные компенсаторы реактивной мощности, мощности искажений и мощности несимметрии на базе инвертора напряжения // Современные задачи преобразовательной техники. – Киев: ИЭД АН УССР, 1975. – Ч. 2. – С. 247–252.
210. *Глазенко Т. А.* Импульсные полупроводниковые усилители в электроприводах. – Л.: Энергия, 1965. – 188 с.
211. *Герман-Галкин С.Г.* Силовая электроника. Лабораторные работы на ПК. – СПб.: КОРОНА Принт, 2002. – 304 с.
212. *Дмитриков В.Ф., Сергеев В.В., Самылин И.Н.* Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. – М.: Радио и Связь, 2005. – 424 с.
213. *Мелешин В.И.* Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
214. *Лукин А. В., Костров М. Ю., Малышков Д. Н. и др.* Преобразование напряжения силовой электроники. – М., РиС, 2004. – 416 с.
215. *Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А.* Силовая электроника. – Изд. дом МЭИ, 2007. – 632 с.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Структурная схема драйвера для одного плеча мостовой схемы конвертера



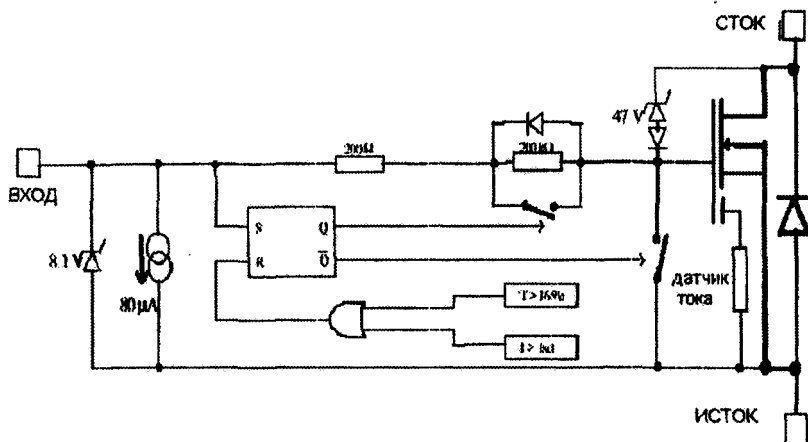
В обобщенной структуре «комфортабельного» драйвера использована гальваническая изоляция (развязка) по всем каналам связи системы управления и силовой схеме конвертера, т.е. по каналам управления, каналам питания, каналам обратной связи. В общем случае драйвер для транзисторов MOSFET или IGBT плеч моста обеспечивает верхнюю/нижнюю блокировку и защитные функции запирания затвора. Контролируются ток коллектора (стока) транзистора, температура, уровень напряжения источников питания, напряжение коллектор-эмиттер (сток-исток) транзисторов. При нештатном отклонении (сбое) этих переменных от предписанных значений срабатывает (защелкивается) блок ошибки и блокирует импульсы управления от системы управления. Возобновление работы драйвера после этого возможно только по сигналу установки.

На входе драйвера установлены буферные каскады (типа триггера Шмитта), обеспечивающие помехоустойчивость драйвера по входу.

(Данные с CD-ROM Semikron-2003, см. также сайт www.eupec.com.)

Приложение 3

Схема интеллектуального силового MOSFET ключа IPS511



Полностью защищенный мощный MOSFET ключ

Интеллектуальный ключ характеризуется тем, что вместе с силовым транзистором в модуле находятся датчик температуры, датчик тока в виде отдельного вывода истока, которые при превышении допустимых порогов обеспечивают блокирование управления затвором путем срабатывания SR-триггера.

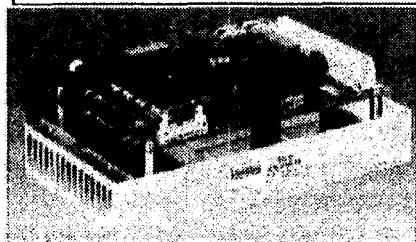
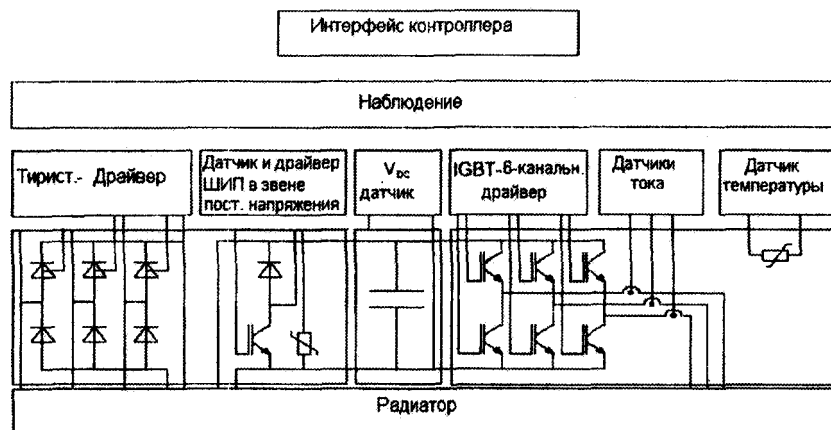
Ограничивается также напряжение затвор-сток V_{DS} с помощью стабилитрона 47V. Возможные пики перенапряжений на входе модуля срезаются стабилитроном 8,1V.

Ключ также защищен от повреждений электростатическими разрядами.

(Подробнее см. CD-ROM International Rectifier-2003 и сайт www.irf.com.)

Приложение 4

Блок-схема готового силового преобразователя SkiIP025HAB с MiniSKiP 8 компоновкой и его фотография



На плате конструкции установлены трехфазный полууправляемый тиристорный выпрямитель, транзистор и диод ШИПа (для режима торможения), конденсатор фильтра звена постоянного напряжения, трехфазный транзисторный инвертор напряжения. Также имеются драйверы для всех управляемых силовых приборов, источник питания, датчики токов инвертора, датчик напряжения звена постоянного напряжения, датчик температуры.

Плата установлена на радиатор. Конструкция обеспечивает мощность до 15 кВт при напряжении в звене постоянного напряжения 400 В.

(Подробнее см. CD-ROM Semikron-2003 и сайт www.eupec.com.)

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Алгебраизация дифференциальных уравнений (АДУ), 43
метод АДУ1, 43
метод АДУ2, 49
метод АДУ(1), 52
метод АДУМ1, 53
метод АДУМ2, 53
метод АДУМ(1), 53
метод АДУПС, 224
- Алгоритм управления:
асинхронный, 508
вертикальный, 509
многоканальный, 507
одноканальный, 507
нечеткий, 541
по обобщенному вектору, 536
поочередный, 575
программный, 508
раздельный, 472, 508
синхронный, 508
следающий, 508
следающий релейный, 525
совместный, 508
с узким импульсом, 505
с широким импульсом, 505
120-градусный, 386
180-градусный, 414
- Аномальные составляющие напряжения (тока), 287
- Безразмерное время, 75
- Вентиль:
идеальный, 79
нулевой, 75, 559
с неполным управлением, 22
с полным управлением, 26
- Вентильно-индукторный двигатель, 621
- Выпрямитель:
двенадцатипульсный, 158
двухполупериодный, 73
выпрямитель-делитель напряжения, 580
двухпульсный, 80, 88
квазирезонансный, 602
мультирезонансный, 602
обратного тока, 387
однополупериодный, 73
полууправляемый мостовой, 565
со встречно-параллельными вентилями, 570
со ступенчатым вторичным напряжением, 571
со звеном повышенной частоты, 589
трехпульсный, 90, 97
выпрямитель-умножитель напряжения, 577
шестипульсный, 102, 109
на полностью управляемых вентилях:
встречно-параллельная схема, 176
неуправляемый, 75

- управляемый, 75
 реверсивный, 175, 570
 перекрестная схема, 176
- Гармоники:
 выпрямленного напряжения, 153
 входного тока выпрямителя, 149
 инвертора напряжения, 417
 непосредственного преобразователя частоты, 480
- Глубина модуляции M , 414, 477
- Доза фликера, 273
- Задачи исследования
 анализ, 71
 идентификация, 72
 оптимизация, 71
 синтез, 71
- Закон Чернышева для первичных токов, 145
- Зона прерывистого выпрямленного тока, 131
- Естественные выборки, 528
- Инвертор: 36
 зависимый (ведомый сетью), 136
 независимый (автономный) 377
 напряжения, 337, 412
 многоуровневый, 437, 617
 пакетный, 655
 с дополнительным плечом, 620
 с однополярным выходным током, 657
 резонансный, 378, 394
 с закрытым входом, 394
 с открытым входом, 394
 обращенный, 173
 параллельный, 379
 последовательно-параллельный, 384
 последовательный с умножением частоты, 407
 многоячейковый, 409
- класса E, 410
 тока, 378
 с выпрямителем обратного тока, 387
 с отсекающими вентилями, 385
 с тиристорным регулятором, 389
 с широтно-импульсным регулированием, 392
- Индуктивность анодная L_a , 121
- Интенсивность электромагнитных излучений, 295
- Ключи, 454
 двухквadrантные, 618
 четырехквadrантные, 618
- Ключи резонансные, 357
 двухполюсные, 358
 трехполюсные, 358
- Колесание напряжения, 272
- Коммутация вентиляей:
 естественная, 122
 искусственная, 166
 принудительная, 166
- Коммутационная матрица входных токов, 476
 выходных напряжений, 475
- Компенсаторы
 неактивной мощности, 493
 искажения («активный фильтр»), 499
 смешанные (FACTS, гибкие линии), 502
 реактивной мощности, 493
- Кондиционер напряжения 606
- Контур коммутации, 122
- Корректор коэффициента мощности, 174
- Косинусоида построения, 148
- Коэффициент:
 амплитудной модуляции, 305
 амплитуды K_a , 24, 83
 временного перенапряжения, 278

- гармоник K_r , 17
- дифференциальный $\hat{K}_r^{(q)}$, 48
 - дробного порядка, 315
 - интегральный $\bar{K}_r^{(q)}$, 43, 85
 - дробного порядка, 316
 - перекрестный, 283
 - гармонической составляющей, 274
- искажения $K_{и}$, 16
- кратности тока короткого замыкания $K_{кз}$, 181
- мощности χ , 15, 164
- несимметрии
- по нулевой последовательности K_{0U} , 276
 - по обратной последовательности, K_{2U} , 276
- несинусоидальности $K_{нс}$ 274
- преобразования
- по напряжению $K_{п.н.}$, 16
 - по току $K_{п.т.}$, 16
- полезного действия η , 17
- энергетический $\eta_{э}$, 18
- псофометрический, 308
- пульсаций K_p , 18
- сдвига $\cos \varphi$, 17
- трансформации K_T , 79
- формы K_Φ , 24, 83
- Кратность частоты коммутации, 415
- Крест-фактор K_c , 83
- Матричный преобразователь, 481
- аддитивный, 624
 - мультипликативный, 624
- Мертвое время управления, 418
- Методы расчета электромагнитных процессов:
- временной деформации, 417
 - гладкой составляющей, 413, 434
 - осреднения, 369
- энергетических показателей: 40
- интегральный, 40
 - прямой, 43
 - спектральный, 42
- Модель математическая
- много входов – много выходов (МВМВ) 220, 463
 - много входов – один выход (МВОВ) 463
 - один вход – много выходов (ОВМВ) 220, 463
 - один вход – один выход (ОВОВ), 219, 463
- Модуль обобщенного сопротивления, 239, 242
- Мощность:
- активная P , 40
 - короткого замыкания $S_{кз}$, 181
 - полная S , 41
 - реактивная Q , 41
 - парциальная M_j , 41
 - установленная (типовая)
 - вентилей S_v , 21
 - конденсаторов S_c , 19
 - реакторов S_L , 19
 - трансформаторов S_T , 19
- Напряжение короткого замыкания трансформатора U_k , 126
- Напряжение опорное, 508
- Нейронные сети, 549
- Обобщенный вектор, 432
- Опрокидывание зависимого инвертора, 141
- Отклонение
- напряжения, 271
 - частоты, 276
- Параметры тиристора:
- амплитуда обратного тока $I_{b,m}$, 24
 - время включения $t_{вкл}$ и выключения $t_{выкл}$, 25
 - время восстановления управляющих свойств t_w , 24, 138
 - динамическое сопротивление R_d , 25

- заряд восстановления $Q_{в}$, 24
- защитный показатель $\int i^2 dt$, 26
- напряжение отсечки прямой ВАХ Δu_0 , 25
- напряжение:
- максимально допустимое $U_{b, \max}$, 24
 - управления тиристора $U_{упр}$, 25
 - скорость нарастания прямого напряжения, предельная $(du/dt)_{пред}$, 24
 - прямого тока, предельная $(di/dt)_{пред}$, 24
- тока управления требуемая $(di_{ус}/dt)_{треб}$, 25
- ток анодный среднее значение $I_{а}$, 23
- ток удержания $I_{уд}$, 24
- частота переключения (предельная) $f_{тmax}$, 25
- Подмагничивание сердечника трансформатора вынужденное однонаправленное, 82, 93
- знакопеременное, 94
- Показатель устройства:
- удельной массы M_s , 20
 - удельного объема V_s , 20
 - удельной стоимости C_s , 20
 - удельных потерь
 - на ед. массы ΔP_M , 21
 - на ед. объема ΔP_V , 21
 - на ед. мощности ΔP_S , 21
- Преобразователь вентильный:
- ДТ/ДТ – преобразователь частоты, 35
 - ДТ/ДТ(Н) – регулятор переменного напряжения, 36
 - ДТ/ДТ(Ф) – преобразователь числа фаз, 35
 - ДТ/ОТ – выпрямитель, 35
 - ОТ/ДТ – инвертор, 36
 - ОТ/ОТ – преобразователь постоянного напряжения, 36
- Помехоустойчивость 290
- индуктивная, 268
 - кондуктивная, 268
- Помехозащита, 295
- индуктивная, 269, 291
 - кондуктивная, 269, 291
- Преобразователь (регулятор) напряжения
- постоянного в постоянное безындуктивный, 612
 - квадратичный, 610
 - квазирезонансный
 - с переключением при нуле напряжения, 362
 - с переключением при нуле тока, 358
 - обратноходовой, 356
 - прямоходовой, 356
 - повышающий, 344
 - повышающе-понижающий, 348
 - Кука, 352
 - SEPIC, 355
 - Zeta, 353
 - с дозированной передачей энергии, 364
 - широотно-импульсный, 332
 - реверсивный, 336
 - реверсивный по току, 335
- переменного в переменное, 444
- повышающе-понижающий 460
 - повышающий, 460
 - с вольтодобавкой, 451
 - с фазовым регулированием, 444
 - с широтно-импульсным регулированием, 445, 453

- с управляемым энергообменом, 445, 460
- Преобразователь частоты с непосредственной связью, 35
 - матричный, 581
 - с фазовым управлением, 571
 - с широтно-импульсным управлением, 482
 - с управляемым энергообменом, 487
- Преобразователь частоты с промежуточным звеном постоянного тока, 469
- Прерывистость выпрямленного тока, 75, 128
- Провал напряжения, 276
- Программа ParGraph, 59
- Производящее соотношение, 202
- Пульсность выпрямителя p , 90
- Реактор, 33
 - уравнительный, 571
- Регулировочная характеристика, 116
- Регулирование выпрямленного напряжения:
 - релейное, 116
 - фазовое, 114
 - опережающее, 166
 - отстающее, 114
 - широтно-импульсное, 168
- Регулярная выборка
 - несимметричная, 529
 - симметричная, 528
- Регулятор (источник) реактивной (неактивной) мощности, 36, 492
- Рекуперация, 178
- Симистор, 23
- Сквозность импульсов, 74
- Снаббер, 27, 298
- Совместимость электромагнитная, 37, 267
- Степень регулирования выпрямленного напряжения C_p , 116
- Субгармоники, 415
- Схема замещения:
 - вентиля, 163
 - выпрямителя
 - по входу, 149
 - по выходу, 153
 - трансформатора, 120
- Такт коммутации T_c
- Тиристор, 23
 - запираемый GTO (с полным управлением, двухоперационный), 26
 - коммутируемый по управляющему электроду (IGCT), 26
 - однооперационный (с неполным управлением), 23
- Ток уравнительный, 176
- Точка естественного зажигания (коммутации), 91
- Трансформатор «электронный»
 - постоянного напряжения, 350
 - переменного напряжения, 458
- Транзистор
 - комбинированный (IGBT), 26
 - полевой (FET, MOSFET), 29, 30
 - биполярный (BPT), 27
- Триак, 23
- Условие согласования управления в РВП, 177
- Условия перевода в режим зависимого инвертора, 138
- Умножитель частоты, 35
- Уровень допущения АДУ, 204
- Угол управления
 - отстающий α , 114
 - вынужденный α_n , 132
 - опережающий $\alpha_{оп}$, 167
- Угол, предоставляемый для восстановления управляющих свойств тиристора δ_n , 138
 - коммутации γ , 123
- Устройство сброса энергии, 483
- Фактор пульсаций F , 257

- Фильтр
активный, 36
напряжения, 499
тока, 499
комбинированный, 537
- Фликер, 273, 447
- Функция коммутационная:
вентиля ψ , 38
преобразователя ψ_n , 38
- Функция принадлежности μ , 500
- Характеристика:
вольт-амперная
симистора, 23
тиристора, 23
транзистора, 27
выпрямителя
внешняя, 124
регулирующая, 116
энергетическая 162
зависимого инвертора
входная, 140
ограничительная, 141
регулирующая, 116, 140
- Характеристика преобразователя
передаточная, 510
частотная, 373
- Широтно-импульсная модуляция
второго рода, 416
двухполярная, 416
двухсторонняя, 415
однополярная, 416
односторонняя, 415
первого рода, 416
- Широтно-импульсное
регулирование, 414
- Эквивалентные многофазные вы-
прямители, 158
- Экспертная система, 189
- Электромагнитная помеха, 290
- Энергетическая экспозиция, 293

Переводчики – почтовые лошади просвещения.

А. С. Пушкин

Латынь из моды вышла ныне.

А. С. Пушкин

АНГЛО-РУССКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ СЛОВАРЬ

А

AC – переменный ток
accumulate – запасать (энергию)
action – воздействие
active power – активная мощность
alternating – переменный, знакопеременный
amplitude – амплитуда
angle – угол
ANN – искусственная нейронная сеть
anode – анод
apparent power – полная мощность
asymmetry – несимметрия
asynchronous, induction – асинхронный.
averaging – усреднение

В

backward – отстающий
basic – базовый, основной
bidirectional triod thyristor – симистор
bidirectional – двунаправленный

bipolar – биполярный
boost – повышающий
brake, disconnect – размыкать
branch – ветвь
breakdown – пробой
bridge – мост
buck – понижающий
Budeany – Боденю

С

capacitance – емкость
capacitor – конденсатор
capacity – емкостный
cell – ячейка
characteristic (характеристика):
control – регулировочная
external – внешняя
input – входная
charge – заряд
chopper – прерыватель
clamp diode – ограничивающий (фиксирующий) диод
close – замкнуть
collector – коллектор
common control of commutating groups – совместное управление

common-mode (asymmetrical) disturbances – помехи между сигнальным и общим проводами
 commutation circuit – контур коммутации.
 commutation function – коммутационная функция
 compatibility – совместимость
 compensate – компенсировать
 compensation capacitor – компенсирующий конденсатор
 compensator – компенсатор
 concordance condition – условие согласования
 conduction through – опрокидывание инвертора
 conductive – кондуктивный
 consecutive – последовательный
 consumer, customer – потребитель
 continuous – непрерывный, постоянный
 controlled – регулируемый
 control – автоматизированный, управляемый
 conversion – преобразование
 conversion factor – коэффициент преобразования
 converter – преобразователь
 cosinusoidal – косинусный
 crest factor – отношение амплитуды к действующему значению сигнала
 criterion (factor) – критерий
 current limitation – токоограничение
 current – ток
 current source inverter (CSI) – инвертор тока

curve, waveform – кривая
 cut off – отсечка

D

damp, fade – затухать
 data unit – датчик
 DC – постоянный ток
 delay – задержка
 device – устройство
 differential mode (symmetrical) disturbances – помехи между проводниками сигнала
 dimensionless – безразмерный
 diode – диод
 dip – провал напряжения
 direct – постоянный, прямой
 direct consequence – прямая последовательность
 discharge – разряд
 discontinuous – прерывистый
 displacement – сдвиг
 displace – смещать
 distortion – искажение
 dosed – дозированный
 drain – сток
 drop – падение
 duration – длительность

E

electrode – электрод
 electrolytical – электролитический
 electromagnetic – электромагнитный
 emf – ЭДС
 EMC – электромагнитная совместимость
 EMI – электромагнитная помеха

emission – помехоэмиссия
 emitter – эмиттер
 equalizing, paralleling – уравни-
 тельный
 equivalencing – эквивалентиро-
 вание

F

FACTS – гибкая система элек-
 тропередачи переменного
 тока
 fast-action – быстродействие
 feed-back control – управление
 с обратной связью
 field-effect – полевой
 filter – фильтр
 flicker – фликер
 flowchart – блок-схема
 flowing – протекание
 flux – поток
 flyback – обратногоходовый
 forced – вынужденный, прину-
 дительный
 forced angle – вынужденный
 угол
 forward – опережающий, пря-
 мой, прямоходовой
 Fourier – Фурье
 four-quadranted – четырехквад-
 рантный
 four-layer – четырехслойный
 four-pole – четырехполюсник
 free wheel diode – нулевой вен-
 тиль
 frequency – частота
 frequency characteristic – час-
 тотная характеристика
 full-wave – двухполупериодный
 fuzzy – нечеткий, размытый

G

galvanic – гальванический
 gate-off – двухоперационный
 gate – затвор
 GTO – запираемый тиристор

H

half-periodicity, semi-period –
 полупериодность
 half-wave – однополупериод-
 ный, полуволна
 harmonic – гармоника
 holding current – ток удержания

I

idling – холостой ход
 IGCT – тиристор, коммутируе-
 мый по управляющему элек-
 троду
 immunity – помехоустойчивость
 index – показатель
 induced – индуцированный
 inductance – индуктивность
 induction heating – индукцион-
 ный нагрев
 inductive – индуктивный
 input – вход, входной
 instantaneous – мгновенный
 integral cycle control – цикличе-
 ское управление
 intelligent control – управление с
 искусственным интеллектом
 intermediate link – промежуточ-
 ное звено
 inverter – инвертор
 inverter with series and parallel
 capacitors – последователь-
 но-параллельный инвертор

J

junction – переход

K

Kirchhoff – Кирхгоф

key – ключ

L

latch wheel – отсекающий вентиль

leakage current – ток утечки

let through energy – защитный показатель

line commutated – ведомый сетью

line – сеть

loading – загрузка

load – нагрузка

loss(es) – потери

M

magnetic bias – подмагничивание

magnetize – намагничивать

magnetoconductor – магнитопровод

main, line – питающая сеть

matrix power converter (MPC) – матричный преобразователь

MCT – тиристор с полевым управлением

mdf – МДС

midpoint – средняя точка

modulation – модуляция

momentary – кратковременный

multi-channel – многоканальный

multi-level – многоуровневый

multiphase – многофазный

multiple connected – многоячейковый

multiplicity – кратность

N

natural sampling – естественные выборки

narrow pulse – узкий импульс

naturally commutating inverter – зависимый инвертор

O

output – выход, выходной

overfall – перепад

overvoltage – перенапряжение

P

partial – парциальный

period – период

phase – фаза

piecewise – кусочно-непрерывный

point of a natural commutation – точка естественной коммутации

polarity – полярность

pole – полюс

power exchange – энергообмен

power factor corrector (PFC) – корректор коэффициента мощности

power factor – коэффициент мощности

power interruption – прерывание питания

power supply – источник питания

primary – первичный
 pulsation – пульсация
 pulse width – широтно-импульс-
 ный
 pulsed, pulse – импульсный
 pulseplicity – пульсность
 pulse width modulation (PWM) –
 широтно-импульсная моду-
 ляция
 pulsing – пульсирующий

Q

quasi-resonant – квазирезонанс-
 ный

R

reactive – реактивный
 reactor – реактор
 recovery time – время восста-
 новления
 rectifier – выпрямитель
 recuperation – рекуперация
 regular sampling – регулярные
 выборки
 relay – релейный
 reluctance – магнитное сопро-
 тивление
 reset device – устройство сброса
 resonant – резонансный
 restriction, limitation – ограниче-
 ние
 reverse – обратный
 reversible valve converter
 (RVC) – реверсивный вен-
 тильный преобразователь
 reverse consequence – обратная
 последовательность
 rms, effective- – действующее
 rod – сердечник (стержень)

S

sags – провалы напряжения
 saturation – насыщение
 Schottky diode – диод Шоттки
 secondary – вторичный
 section – сечение
 semiconductor – полупроводник
 separative control – раздельное
 управление
 short circuit – короткое замыка-
 ние
 signal-noise – сигнал-помеха
 symmetrical components – сим-
 метричные составляющие
 single-channel – одноканальный
 single-directional – однонаправ-
 ленный
 single-phase – однофазный
 single-way (connection) – нуле-
 вая (схема)
 sinusoidal – синусоидальный
 smart circuit – интеллектуальная
 схема
 smoothing – сглаживание, сгла-
 женный
 smooth – гладкий
 snubber – снаббер
 source – исток, источник пита-
 ния
 space vector – обобщенный век-
 тор
 state variables – переменные со-
 стояния
 specific mass – удельная масса
 specific size – удельный объем
 specific weight – удельный вес
 specific cost – удельная стои-
 мость

specific loss – удельные потери
 SRM – мотор с переключаемым
 магнитным сопротивлением
 steady-state – установившийся
 step-down – понижающий
 step-up – повышающий
 subharmonic – субгармоника
 switching function – переключа-
 ющая функция
 switch – ключ
 synphase – синфазный

T

tact – такт
 thermal – тепловой
 THD – коэффициент гармоник
 thyristor – тиристор
 torque – момент
 transfer characteristic – переда-
 точная характеристика
 transformer – трансформатор
 transistor – транзистор
 triac – триак
 turn off – запираание (выключе-
 ние)
 turn off time – время восстанов-
 ления управляющих свойств
 turn on – отпираание (включение)
 turn – виток
 two-quadranted – двухквadrант-
 ный
 two-winding – двухобмоточный

U

unipolar – униполярный
 uninterruptible power system
 (UPS) – источник беспере-
 бойного питания
 UPFC – обобщенный контрол-
 лер потока мощности

V

valve device assembly – вентиль-
 ный комплект
 valve – вентиль
 voltage – напряжение
 voltage-ampere characteristic –
 ВАХ
 voltage fluctuation (swinging) –
 колебание напряжения
 voltage source inverter (VSI) –
 инвертор напряжения

W

winding – обмотка
 wire – провод

Z

zero current switching (ZCS) –
 переключение при нулевом
 токе
 zero voltage switching (ZVS) –
 переключение при нулевом
 напряжении

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
Глава 1. Научно-технические и методологические основы исследования устройств силовой электроники	13
1.1. Системный подход к анализу устройств силовой электроники	13
1.2. Энергетические показатели качества преобразования энергии в вентильных преобразователях	16
1.2.1. Энергетические показатели качества электромагнитных процессов	16
1.2.2. Энергетические показатели качества использования преобразовательного устройства и его элементов	19
1.3. Элементная база вентильных преобразователей	22
1.3.1. Силовые полупроводниковые приборы	22
1.3.2. Трансформаторы и реакторы	32
1.3.3. Конденсаторы	33
1.4. Виды вентильных преобразователей электрической энергии	35
1.5. Методы расчета энергетических показателей преобразователей	39
1.5.1. Математические модели вентильных преобразователей	39
1.5.2. Методы расчета энергетических показателей преобразователей	40
1.6. Компьютерные программы математического моделирования и анализа устройств силовой электроники	56
1.6.1. Обзор существующих программных продуктов	56
1.6.2. Описание программы PaGraph	59
Контрольные вопросы	68
Упражнения	69
Глава 2. Теория преобразования переменного тока в постоянный при идеальных параметрах преобразователя	70
2.1. Выпрямитель как система. Основные определения и обозначения	70
2.2. Механизм преобразования переменного тока в выпрямленный в базовой ячейке ДТ/ОТ	75
2.3. Двухфазный выпрямитель однофазного тока ($m_1 = 1, m_2 = 2, q = 1$)	80
2.4. Выпрямитель однофазного тока по мостовой схеме ($m_1 = m_2 = 1, q = 2$)	88
2.5. Выпрямитель трехфазного тока со схемой соединения обмоток трансформатора треугольник-звезда с нулевым выводом ($m_1 = m_2 = 3, q = 1$)	90
2.6. Выпрямитель трехфазного тока со схемой соединения обмоток трансформатора звезда-зигзаг с нулем ($m_1 = m_2 = 3, q = 1$)	97

2.7. Шестифазный выпрямитель трехфазного тока с соединением вторичных обмоток трансформатора звезда – обратная звезда с уравнительным реактором ($m_1 = 3, m_2 = 2 \times 3, q = 1$)	102
2.8. Выпрямитель трехфазного тока по мостовой схеме ($m_1 = m_2 = 3, q = 2$)	109
2.9. Управляемые выпрямители. Регулировочная характеристика	114
Контрольные вопросы	117
Упражнения	118
Глава 3. Теория преобразования переменного тока в постоянный с учетом реальных параметров элементов преобразователя .	119
3.1. Процесс коммутации в управляемом выпрямителе с реальным трансформатором. Внешняя характеристика	120
3.2. Работа выпрямителя на противоЭДС при конечном значении сглаживающей индуктивности.....	127
3.2.1. Режим прерывистого тока ($\lambda < 2\pi/qm_2$)	128
3.2.2. Режим предельно-непрерывного тока ($\lambda = 2\pi/qm_2$)	131
3.2.3. Режим непрерывного тока ($\lambda > 2\pi/qm_2$)	131
3.3. Работа выпрямителя с конденсаторным сглаживающим фильтром .	134
3.4. Обращение потока активной мощности в преобразователе. Режим зависимого инвертирования	136
3.4.1. Зависимый инвертор однофазного тока ($m_1 = 1, m_2 = 2, q = 1$)	137
3.4.2. Зависимый инвертор трехфазного тока ($m_1 = 3, m_2 = 3, q = 1$)	143
3.5.* Общая зависимость первичного тока выпрямителя от анодного и выпрямленного токов (закон Чернышева)	145
3.6. Спектры первичных токов трансформаторов выпрямителей и зависимых инверторов	149
3.7. Спектры выпрямленного и инвертируемого напряжений вентильного преобразователя	153
3.8. Оптимизация числа вторичных фаз трансформатора выпрямителя. Эквивалентные многофазные схемы выпрямления	155
3.9.* Влияние коммутации на действующие значения токов трансформатора и его типовую мощность	160
3.10. КПД и коэффициент мощности вентильного преобразователя в режиме выпрямления и зависимого инвертирования	162
3.10.1. Коэффициент полезного действия	162
3.10.2. Коэффициент мощности	164
3.11. Выпрямители на полностью управляемых вентилях	166
3.11.1.* Выпрямитель с опережающим фазовым регулированием	166
3.11.2.* Выпрямитель с широтно-импульсным регулированием выпрямленного напряжения	168
3.11.3. Выпрямитель с принудительным формированием кривой тока, потребляемого из питающей сети	170
3.12. Реверсивный вентильный преобразователь (реверсивный выпрямитель)	175

3.13. Обратное влияние вентильного преобразователя на питающую сеть.....	178
Контрольные вопросы	182
Упражнения.....	183
Глава 4.* Модельный пример проектирования выпрямителя	185
4.1. Выбор схемы выпрямителя (этап структурного синтеза)	186
4.2. Расчет параметров элементов схемы управляемого выпрямителя (этап параметрического синтеза)	189
4.2.1. Оценка элементов идеального выпрямителя.....	190
4.2.2. Расчет выпрямителя с учетом реальных параметров элементов схемы.....	193
4.3 Проверка результатов расчета математическим моделированием в среде Paras-ParGraph	196
Глава 5.* Развитие теоретических методов анализа устройств силовой электроники	200
5.1.** Обобщение прямых методов расчета для моделей вентильных преобразователей типа вход – выход	200
5.1.1. Общие основы метода алгебраизации дифференциальных уравнений (АДУ1)	201
5.1.2. Вторая версия метода алгебраизации дифференциальных уравнений (АДУ2)	208
5.1.3. Вывод общих выражений для модуля комплексного сопротивления.....	211
5.1.4. Методы получения интегральных коэффициентов гармоник	214
5.2. Развитие прямых методов расчета вентильных преобразователей в пространстве состояний по первой гармонике	219
5.2.1. Постоянные коэффициенты системной матрицы А	221
5.2.2.* Переменные коэффициенты системной матрицы А.....	224
5.3.* Развитие прямых методов расчета энергетических показателей вентильных преобразователей в пространстве состояний.....	228
5.4. Прямые методы расчета энергетических показателей в трехфазных цепях с вентильными преобразователями.....	234
5.5.** Точные решения для норм прямыми методами	239
5.5.1. Параллельная RL (RC)-цепь.....	239
5.5.2. Последовательная RL (RC)-цепь.....	241
5.5.3. Параллельная RLC -цепь.....	243
5.5.4. Последовательная RLC -цепь.....	244
5.5.5. Цепи N -го порядка.....	247
5.6. Дискретные модели вентильных преобразователей	248
5.6.1. Составление разностных уравнений и их решение для выпрямителя	248
5.6.2.** Модель широтно-импульсного преобразователя постоянного тока как импульсной системы.....	255
Контрольные вопросы	264
Упражнения.....	265

Глава 6. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники	266
6.1. Содержание проблемы электромагнитной совместимости.....	266
6.2. Качество электрической энергии в сетях общего пользования.....	271
6.2.1. Система показателей качества электрической энергии и их нормы.....	271
6.2.2. Общая оценка кондуктивного обратного влияния вентиляционных преобразователей на питающую сеть.....	280
6.2.3. Определение вкладов нелинейных потребителей в искажение напряжения питающей сети в точке общего присоединения.....	285
6.3. Помехоустойчивость электротехнических и электронных технических систем с устройствами силовой электроники.....	290
6.4.* Помехозащита устройств силовой электроники.....	295
6.5.* Особенности стандартов на качество электрической энергии в автономных системах электроснабжения.....	304
6.6.* Проблемы теории мощности при несинусоидальных напряжениях и токах.....	309
6.6.1. Подход к определению реактивных мощностей.....	309
6.6.2. Подходы к определению полной мощности и ее составляющих.....	314
6.6.3. Способы разложения мгновенной мощности электрической цепи.....	320
Контрольные вопросы.....	329
Упражнения.....	330
Глава 7. Преобразователи постоянного напряжения в постоянное ...	331
7.1. Широтно-импульсные преобразователи постоянного напряжения .	332
7.1.1. Схемы широтно-импульсных преобразователей.....	332
7.1.2. Характеристики ШИП при реальных параметрах элементов	339
7.1.3. Достоинства и недостатки широтно-импульсных преобразователей.....	343
7.2. Преобразователи с управляемым обменом энергии между реактивными элементами схемы.....	343
7.2.1. Повышающий преобразователь.....	343
7.2.2. Повышающе-понижающие преобразователи.....	348
7.2.3. Преобразователи с трансформаторной развязкой входа и выхода.....	355
7.3.* Преобразователи с использованием резонансных явлений LC-контуров.....	357
7.3.1. Квазирезонансный понижающий преобразователь с переключением при нулевом токе (КРП-ПНТ).....	359
7.3.2. Квазирезонансный понижающий преобразователь с переключением при нулевом напряжении (КРП-ПНН).....	362
7.4.* Преобразователи с дозированной передачей энергии в нагрузку ...	364
7.5.* Метод осреднения переменных состояний.....	368
Контрольные вопросы.....	375
Упражнения.....	376

Глава 8. Преобразователи постоянного напряжения в переменное – автономные инверторы	377
8.1. Инверторы тока	378
8.1.1. Параллельный инвертор тока	379
8.1.2. Развитие схемотехники инверторов тока	384
8.2. Резонансные инверторы	394
8.2.1. Параллельный и последовательно-параллельный резонансные инверторы с закрытым входом	394
8.2.2. Резонансные инверторы с открытым входом	396
8.2.3.* Резонансные инверторы с умножением частоты	406
8.3. Инверторы напряжения	412
8.3.1. Однофазные инверторы напряжения	412
8.3.2. Базовые схемы трехфазных инверторов напряжения	419
8.3.3. Трехуровневый трехфазный инвертор	437
8.3.4. Пятиуровневые и <i>m</i> -уровневые инверторы напряжения	439
Контрольные вопросы	442
Упражнения	443
Глава 9. Регуляторы переменного напряжения	444
9.1. Классификация регуляторов переменного напряжения	444
9.2. Регуляторы с фазовым способом регулирования	445
9.2.1. Базовые схемы регуляторов	445
9.2.2. Основные характеристики регуляторов	448
9.3. Регуляторы с вольтодобавкой	451
9.4. Регуляторы с широтно-импульсным способом регулирования	453
9.4.1. Базовые схемы и способы регулирования	453
9.4.2. Основные характеристики регуляторов	456
9.5.* Повышающе-понижающие регуляторы (регуляторы с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы)	459
9.5.1. Схемы регуляторов	459
9.5.2. Основные характеристики регуляторов	463
Контрольные вопросы	468
Упражнения	468
Глава 10. Преобразователи переменного тока в переменный – преобразователи частоты	469
10.1. Непосредственные преобразователи частоты на вентилях с неполным управлением	471
10.1.1. Принцип действия преобразователя	471
10.1.2. Основные характеристики преобразователя	477
10.2. Непосредственные преобразователи частоты на вентилях с полным управлением и циклическим методом формирования кривой выходного напряжения	480
10.2.1. Принцип действия преобразователя	480
10.2.2. Основные характеристики преобразователя	484
10.3.* Непосредственные преобразователи частоты с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы (повышающие циклоконвертеры)	487

Контрольные вопросы	490
Упражнения.....	491
Глава 11. Вентильные компенсаторы неактивных составляющих полной мощности	492
11.1. Компенсаторы реактивной мощности	493
11.1.1. Конденсаторы, коммутируемые тиристорами (ККТ)	493
11.1.2. Реакторы, управляемые тиристорами (ПУТ)	494
11.1.3. Конденсаторно-реакторные компенсаторы реактивной мощности	496
11.1.4.* Компенсаторы с вентильным источником реактивного на- пряжения.....	497
11.2. Компенсаторы мощности искажений – активные фильтры	499
Контрольные вопросы	502
Упражнения.....	503
Глава 12. Методы и системы управления вентильными преобразо- вателями	504
12.1. Требования к системам управления	504
12.2. Многоканальная синхронная разомкнутая система управления «вертикального» типа	508
12.2.1. Структура системы	508
12.2.2. Передаточные характеристики системы	509
12.3. Одноканальная синхронная система управления вертикального типа	513
12.4. Одноканальная асинхронная система управления непрерывного слежения	514
12.5. Особенность управления «узким» импульсом трехфазной мосто- вой схемой вентильного преобразователя	519
12.6. Особенности управления преобразователями с широтно- импульсным регулированием	520
12.6.1. Системы с вертикальным способом управления	520
12.6.2. Системы со следящим способом управления	523
12.7.* Особенности управления преобразователями на вентилях с пол- ным управлением при синусоидальной широтно-импульсной моду- ляции	526
12.7.1. Системы вертикального управления с формированием фаз- ных напряжений трехфазного инвертора.....	527
12.7.2. Системы управления с регулированием компонентов обобщенного вектора напряжения (тока)	535
12.7.3. Системы управления инверторами со слежением за токами	539
12.8.* Системы управления с элементами искусственного интеллекта... ..	541
12.8.1. Понятие о нечетких множествах	541
12.8.2. Структура системы нечеткого управления ДТ-ОТ преобра- зователем в системе электропривода постоянного тока	543
12.8.3. Системы управления с использованием нейронных сетей ..	549
Контрольные вопросы	555
Упражнения.....	557

Глава 13. Семейства модифицированных базовых схем устройств силовой электроники	558
13.1. Выпрямители с улучшенным коэффициентом мощности за счет изменения силовой схемы	559
13.1.1. Схема с нулевым вентилем	559
13.1.2. Полууправляемые мостовые схемы	565
13.1.3. Выпрямители со встречно-параллельным включением вентилях в первичной обмотке трансформатора	569
13.1.4. Выпрямители со ступенчатым регулированием вторичного напряжения	571
13.1.5. Выпрямители с улучшенным коэффициентом мощности за счет изменения алгоритма управления	573
13.2. Выпрямители-умножители и выпрямители-делители напряжения	577
13.2.1. Выпрямители-умножители однофазного напряжения	577
13.2.2. Выпрямители-умножители трехфазного напряжения	579
13.2.3.* Выпрямители-делители напряжения	580
13.3. Составные выпрямители с промежуточным звеном высокой частоты	582
13.3.1*. Подход к формализации поиска структур составных выпрямителей	582
13.3.2. Выпрямители с высокочастотными инверторами	588
13.3.3.* Выпрямители с высокочастотными регуляторами переменного напряжения	591
13.3.4. Выпрямители с преобразователями постоянного напряжения с управляемым обменом энергией между реактивными элементами схемы	593
13.4. Выпрямители с коррекцией входного коэффициента мощности	594
13.4.1. Выпрямители однофазного тока	595
13.4.2. Выпрямители трехфазного тока	598
13.4.3. Улучшение электромагнитной совместимости с сетью классических схем выпрямителей за счет активных фильтров тока	607
13.5.* Разновидности преобразователей постоянного напряжения в постоянное	609
13.6. Развитие схемных решений автономных инверторов	614
13.6.1. Трехфазные инверторы с дополнительным плечом	614
13.6.2. Составные многоуровневые инверторы	616
13.6.3. Инверторы напряжения с однополярным выходным током	620
13.7.* Разновидности преобразователей частоты с непосредственной связью (матричных преобразователей)	623
Контрольные вопросы	629
Упражнения	630
Литература	632
Приложения	643
Предметный указатель	649
Англо-русский словарь по силовой электронике	655
Содержание	661

Покупайте наши книги:

В офисе издательства «ЮРАЙТ»:

111123, г. Москва, ул. Плеханова, д. 4,
тел.: (495) 744-00-12, e-mail: sales@urait.ru, www.urait.ru

В логистическом центре «ЮРАЙТ»:

140053, Московская область, г. Котельники, мкр. Ковровый, д. 37,
тел.: (495) 744-00-12, e-mail: sales@urait.ru, www.urait.ru

В интернет-магазине «ЮРАЙТ»: www.urait-book.ru,

e-mail: order@urait-book.ru, тел.: (495) 742-72-12

Для закупок у Единого поставщика в соответствии с Федеральным законом от 21.07.2005 № 94-ФЗ обращайтесь по тел.: (495) 744-00-12, e-mail: sales@urait.ru, vuz@urait.ru

Учебное издание

Зиновьев Геннадий Степанович

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие для бакалавров

Формат 60×90¹/₁₆.

Гарнитура «Petersburg». Печать офсетная.

Усл. печ. л. 41,69. Тираж 1000 экз. Заказ № 5122.

ООО «Издательство Юрайт»

111123, г. Москва, ул. Плеханова, д. 4.

Тел.: (495) 744-00-12. E-mail: izdat@urait.ru, www.urait.ru

Отпечатано с электронных носителей издательства.

ОАО «Тверской полиграфический комбинат». 170024, г. Тверь, пр-т Ленина, 5.

Телефон: (4822) 44-52-03, 44-50-34, Телефон/факс: (4822) 44-42-15.

Home page - www.tverpk.ru Электронная почта (E-mail) sales@tverpk.ru



ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Учебник для бакалавров. 11-е издание



Гриф МО

Бессонов Л. А., один из известнейших российских ученых и педагогов. Доктор технических наук, профессор, заслуженный деятель науки и техники РФ, почетный работник высшего образования РФ, заслуженный деятель высшего образования РФ. С 1955 по 2000 гг. заведовал кафедрой «Теоретические основы электротехники» Московского государственного института радиотехники, электроники и автоматики (технический университет).

Рассмотрены традиционные и новые вопросы теории линейных и нелинейных электрических цепей. К числу новых вопросов относятся: метод расчета установившегося режима работы обобщенной цепи переменного тока с учетом высших гармоник, использующий принцип диакоптики, макрометод расчета переходных процессов в мостовой выпрямительной схеме с предвключенным сопротивлением в цепи переменного тока, магнитотранзисторный генератор напряжения типа меандра, основные положения вейвлет-преобразования сигналов, и ряд других новых вопросов.

М. : Издательство Юрайт, 2012 г., 701 с., 60*90/16, код 365188, ISBN 978-5-9916-1900-4

Бакалавр. Инженерно-техническое направление

ТЕОРИЯ ГОРЕНИЯ И ВЗРЫВА

Учебное пособие для бакалавров



Гриф УМО

Кукин П. П., кандидат технических наук, профессор, заместитель заведующего кафедрой природной и техносферной безопасности и управления риском Российского государственного технологического университета им. К. Э. Циолковского (г. Москва); **Юшин В. В.**, кандидат технических наук, заместитель заведующего кафедрой охраны труда и окружающей среды Юго-Западного государственного университета (г. Курск); **Емельянов С. Ф.**, доктор технических наук, ректор Юго-Западного государственного университета (г. Курск).

Соответствует Федеральному государственному образовательному стандарту высшего профессионального образования третьего поколения. Данное пособие предназначено для студентов направления «Техносферная безопасность», а также других направлений и специальностей высшего профессионального образования для углубленного изучения и проработки лекционного материала, выполнения практических и лабораторных работ по расчету и прогнозированию опасных поражающих факторов при горении и взрыве.

М. : Издательство Юрайт, 2012 г., 435 с., 84*108/32, код 363620, ISBN 978-5-9916-1672-0

Тел./факс: (495) 7440012, email: sales@urait.ru, home page: <http://www.urait.ru>Интернет-магазин: www.urait-book.ru

КНИГИ ДЛЯ БУДУЩИХ И НАСТОЯЩИХ ПРОФЕССИОНАЛОВ

ТЕОРИЯ ПОЛЯ

Учебник для бакалавров



Гриф УМО

Гершанок В. А., доктор технических наук, профессор кафедры геофизики Пермского государственного университета, заслуженный работник высшей школы РФ, в 1996–2006 гг. декан геологического факультета Пермского государственного университета. Основное направление научной деятельности теория и практика интерпретации гравитационных и магнитных полей. Автор 130 опубликованных работ, в том числе 7 монографий и учебных пособий; **Держачев Н. И.**, кандидат геолого-минералогических наук, доцент кафедры геофизики Пермского государственного университета. Основное направление научной деятельности теоретические вопросы обработки геофизических полей. Автор 80 научных работ, в том числе 7 монографий и учебных пособий.

Рассматриваются основы векторного исчисления, основные характеристики скалярных и векторных полей в прямоугольных и криволинейных координатах, внутренние задачи теории потенциала, потенциальные и вихревые геофизические поля и их потенциалы, основы и законы электродинамики, условия распространения деформаций и напряжений, упругие волны.

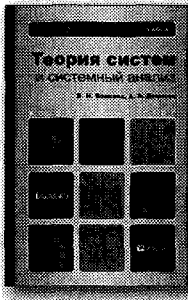
Учебник предназначен для студентов вузов, обучающихся по специальности 020302 «Геофизика», направлению подготовки 020700 «Геология» (профиль Геофизика) и другим геофизическим специальностям.

М. : Издательство Юрайт, 2012 г., 278 с., 84*108/32, код 360870, ISBN 978-5-9916-1579-2

Бакалавр. Углубленный курс

ТЕОРИЯ СИСТЕМ И СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ

Учебник для бакалавров



Гриф ГОУ ВПО
«Санкт-Петербургский гос.
политехнический ун-т»

Волкова В. Н., доктор экономических наук, профессор Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, заслуженный работник высшей школы РФ; **Денисов А. А.**, доктор технических наук, профессор Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, заслуженный деятель науки РФ.

В учебнике даются основные понятия теории систем и системного анализа. Определено их место среди других научных направлений. Показана принципиальная ограниченность формализованного описания развивающихся систем с активными элементами.

Для студентов вузов, обучающихся по направлению подготовки 010502 (351400) «Прикладная информатика», направлениям 220100 (553000) «Системный анализ и управление» и 080116 (061800) «Математические методы в экономике».

М. : Издательство Юрайт, 2012 г., 679 с., 60*90/16, код 364759, ISBN 978-5-9916-1829-8

ЮРАЙТ

Тел./факс: (495) 7440012, email: sales@urait.ru, home page: <http://www.urait.ru>

Интернет-магазин: www.urait-book.ru

КНИГИ ДЛЯ БУДУЩИХ И НАСТОЯЩИХ ПРОФЕССИОНАЛОВ



БИЗНЕС-ШКОЛА SRC

SRC – это бизнес-семинары и тренинги в Москве

SRC – всегда свежие и полезные знания!

12 лет безупречной репутации!

1

Вы держите в руках источник подпитывающий и наполняющий реку ваших знаний. От того, как удастся их применить по окончании вуза, зависит, польется ли эта река в море бизнеса или – увы – пересохнет, не добравшись до цели.

2

Ведь не секрет, что в 9 случаях из 10 первые шаги на рабочем месте сопровождаются «шишками» и «граблями». Молодому специалисту необходимо **набраться опыта** и знаний из реального бизнеса, научиться применять полученные знания на практике.

4

На помощь приходит **краткосрочное обучение у бизнес-практиков**. Прикладные знания и навыки от специалистов с 15-летним опытом работы в выбранной вами сфере можно получить на курсах, семинарах и тренингах в Бизнес-школе SRC.

3

А однажды наступает момент, когда ответы на накопленные вопросы нет времени искать и нащупывать в книгах. **Нужны готовые решения, при этом проверенные опытом.**

Бизнес-школа SRC входит в тройку ведущих провайдеров

обучению персонала. С 1999 года открыты семинары, тренинги и курсы Бизнес-школы SRC посетили более 30000 сотрудников из всего мира. Названа почти 3000 предприятий в 100 регионах России и стран СНГ из первой сотни крупнейших российских компаний (рейтинг «Эксперт» 72 – наши постоянные клиенты).

5

Сегодня в активе Бизнес-школы SRC 26 спецкурсов, 130 программ открытых семинаров. **Лицензия Департамента образования г. Москвы.**

6

БИЗНЕС-ШКОЛА SRC

Теперь Вы знаете, где искать проверенные инструменты для Вашего успеха:

Бизнес-школа SRC

тел. +7 (495) 748-03-11/12/13

e-mail: info@src-master.ru; <http://www.src-master.ru>