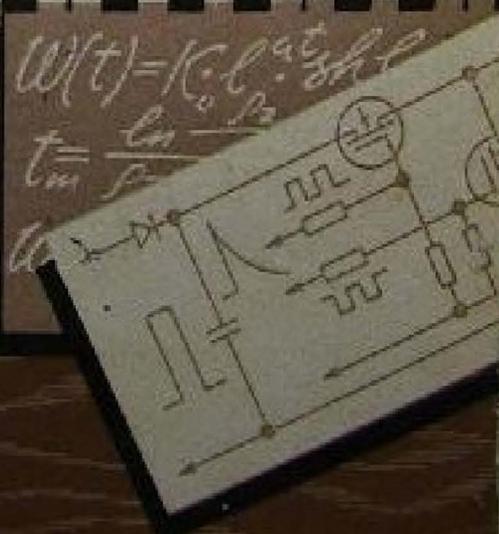


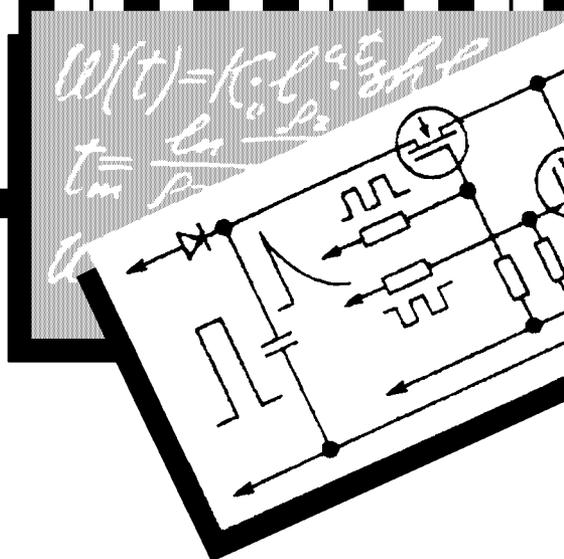
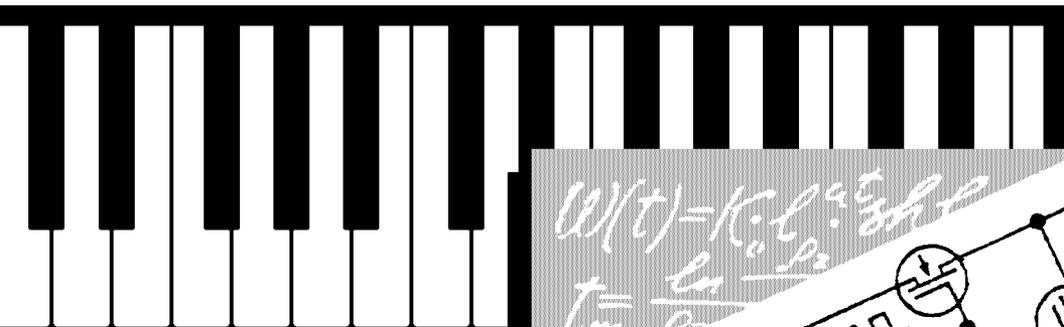
Л. А. КУЗНЕЦОВ

ОСНОВЫ ТЕОРИИ,
КОНСТРУИРОВАНИЯ,
ПРОИЗВОДСТВА
И РЕМОНТА
ЭЛЕКТРО-
МУЗЫКАЛЬНЫХ
ИНСТРУМЕНТОВ



Л. А. КУЗНЕЦОВ

ОСНОВЫ ТЕОРИИ,
КОНСТРУИРОВАНИЯ,
ПРОИЗВОДСТВА
И РЕМОНТА
ЭЛЕКТРО-
МУЗЫКАЛЬНЫХ
ИНСТРУМЕНТОВ



ББК 32.87
К 89

УДК 681.81.002.2.001.66.004.67

Рецензент *В. И. ШВЫРЕВ*

Кузнецов Л. А.

К 89 Основы теории, конструирования, производства и ремонта электромузыкальных инструментов.— М.: Легкая и пищевая промышленность, 1981.— 312 с., ил.

Рассмотрены природа и характеристики музыкального звука, виды электромузыкальных инструментов (ЭМИ). Изложены основные методы возбуждения колебаний в электромузыкальных инструментах, даны практические схемы клавишных преобразователей, генераторной основы, темброблоков и рекомендации по их применению. Приведены методы наладки и настройки ЭМИ, а также основы их производства и ремонта.

Для инженерно-технических работников предприятий по производству и ремонту музыкальных инструментов.

К $\frac{31606-107}{044(01)-81}$ 107—81 (Л. И.) 3404000000

ББК 32.87
6П9.4

ВВЕДЕНИЕ

Уровень развития музыкальной культуры и ее материальной базы — музыкальных инструментов, всегда был и остается диалектически связанным с уровнем развития человеческого общества, а следовательно, и с уровнем развития технических средств, которыми оно располагает. Естественно, рояль, пианино, аккордеон, саксофон и т. д. могли появиться лишь в обществе с вполне определенным уровнем развития производительных сил. В этих инструментах использованы механико-акустические средства, ставшие доступными человеку XVI—XVIII веков. Вместе с тем эти средства в настоящее время оказались в значительной мере исчерпанными, и дальнейшее развитие на их основе музыкальных инструментов приостановилось.

Электронные музыкальные инструменты (ЭМИ), появившиеся в двадцатые годы нашего века, используют новые технические средства, связанные с достижениями электротехники, электроники, электроакустики и т. д. Создание различных ЭМИ значительно расширило творческие возможности композиторов и музыкантов. Эти инструменты оказались способными не только имитировать звучание традиционных инструментов на механико-акустической основе, но и создавать неизвестные ранее оригинальные тембры и звуковые эффекты. Это открыло новые возможности для композиторов и музыкантов.

В настоящее время ЭМИ производятся уже всеми наиболее развитыми странами мира. Они завоевали эстраду и внедряются в другие сферы музыкального искусства.

Если еще десять лет назад отношение многих музыкантов к ним было настороженным, а иногда и просто скептическим в силу того, что музыканты, видя отдельные недостатки ЭМИ, не усматривали возможностей их совершенствования, то теперь последние разработки этих инструментов как за рубежом, так и в нашей стране, не оставили сомнений в перспективности ЭМИ, в их большом будущем. Возможности дальнейшего совершенствования и развития этих инструментов практически не имеют предела.

Однако, чтобы совершенствовать конструкции ЭМИ и развивать их производство, нужны грамотные, технически подготовленные специалисты. Качество музыкальных инструментов, а следовательно, и музыкальных звуков, определяют в первую очередь разработчики инструментов. Поэтому, если избавиться от предубеждений, то можно сделать вывод, что музыку делают ученые,

инженеры, мастера. Композиторы ее только пишут, а музыканты исполняют. Музыка будет хорошей или плохой в зависимости от того, как ее сделают, как напишут и как исполнят. Это ко многому обязывает создателей и изготовителей ЭМИ.

Быстрый технический прогресс открывает перед разработчиками все новые возможности. Внедрение микроэлектроники и создание специальной элементной базы позволяют находить новые оригинальные технические решения, успешно решать проблемы качества формируемых звуков в ЭМИ, надежности этих инструментов, снижения потребляемой ими энергии, транспортабельности и т. д.

Однако отсутствие достаточного количества технической литературы, а также разработанной теории ЭМИ, в значительной мере сдерживает развитие этих инструментов. Попыткой в какой-то мере восполнить этот пробел и является настоящая книга. Ее автор ставил задачу изложить основные сведения, необходимые как разработчику новых ЭМИ, так и инженеру-производственнику. Особое внимание в книге уделено теоретическим предпосылкам и практическим рекомендациям, знание которых необходимо при конструировании, производстве и ремонте ЭМИ. Автор в этой связи попытался систематизировать как основные достижения, сделанные отечественными и зарубежными исследователями ЭМИ, так и собственные результаты теоретических и экспериментальных работ в этом направлении, а также значительную часть материала, читаемого автором в течение ряда лет специалистам в области ЭМИ на курсах повышения квалификации инженерно-технических работников музыкальной промышленности. Ссылки на работы советских и зарубежных специалистов приводятся в тексте книги.

В виду ограниченности объема книги в нее не включен раздел по адаптеризации музыкальных инструментов, описание конструкций и схем, выпускаемых промышленностью ЭМИ, усилительно-акустических устройств: не рассмотрены синтезаторы, ударно-ритмические ЭМИ, в весьма сжатом виде даны сведения по их производству и ремонту.

С целью сосредоточения внимания читателя на наиболее перспективных и современных технических решениях не описаны бесперспективные и устаревшие технические решения тех или иных узлов ЭМИ. Тем не менее в нее вошел основной материал по теории и практике ЭМИ, и автор надеется, что она будет полезна научным работникам, инженерам и техникам, работающим в области исследований, разработки, производства и ремонта ЭМИ. В связи с тем, что данная книга впервые освещает вопросы теории ЭМИ, автор будет заранее признателен всем читателям, которые пришлют на нее свои отзывы и замечания, а также рекомендации по ее дальнейшему улучшению.

ПРИРОДА ЗВУКА И ЗВУКОВЫЕ КОЛЕБАНИЯ

§ 1. ПРИРОДА ЗВУКА И КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕССОВ

Мир, окружающий человека, насыщен звуками. Мы слышим шелест листьев, шум ветра, пение птиц, журчание ручья. Наконец, мы общаемся с помощью звуков, слушаем радио, наслаждаемся музыкой.

Информативность и назначение звуков могут быть весьма разнообразными. Шум ветра доносит до нас информацию о погоде, шум автомобиля — о его движении, передача по радио может нести информацию о жизни общества и т. д. Одни звуки могут нам доставлять наслаждение (пение, музыка), другие — оставлять неприятное ощущение (скрежет вагонов трамвая). Роль звуков в жизни человека имеет весьма большое значение.

Какова же физическая природа звуков, что лежит в основе их образования?

Давно замечено, что источниками звуков являются колебания различных тел (твердых, жидких, газообразных). Передача колебаний окружающей воздушной среде и обуславливает восприятие их человеком. Но каким закономерностям подчиняется сам процесс колебания?

Наиболее простым колебательным движением будет синусоидальное (рис. 1).

$$x = x_0 \sin(\omega t + \varphi). \quad (1.1)$$

Это колебание характеризуется амплитудой x_0 , круговой частотой $\omega = 2\pi f$, где f — частота колебания, равная величине, обратной периоду ($f = 1/T$), начальной фазой φ .

При колебании тела испытывают воздействию окружающей среды, которые приводят к прекращению колебаний. Рассмотрим несколько примеров поведения систем различной физической природы при их возмущении скачкообразным воздействием постоянной силы в момент времени $t = 0$.

Пусть система представляет собой некоторую массу M (рис. 2, а), связанную посредством гибкости C_M с телом, массу которого можно считать бесконечно большой по сравнению с массой M .

Пусть перемещающееся под действием силы F_M тело массой M испытывает вязкое трение R_M . Тогда его перемещение можно выразить уравнением

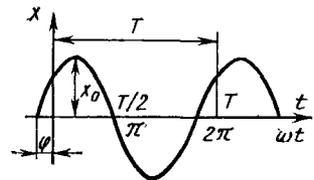


Рис. 1. Синусоидальное колебание

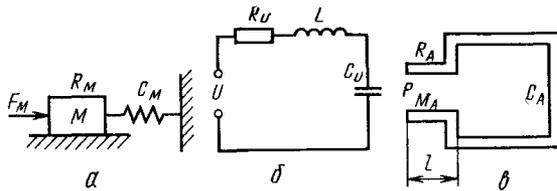


Рис. 2. Механическая (а), электрическая (б) и акустическая (в) колебательные системы

$$M \frac{dv_M}{dt} + R_M v_M + \frac{1}{C_M} \int v_M dt = F_M, \quad (1.2)$$

где $v_M = dx/dt$ — мгновенная скорость тела, перемещающегося на расстояние x ; Mdv_M/dt — сила, расходуемая на ускорение тела; $R_M v_M$ — сила, расходуемая на преодоление вязкого трения; $\frac{1}{C_M} \int v_M dt = \frac{1}{C_M} \int \frac{dx}{dt} dt = \frac{x}{C_M}$ — сила, расходуемая на сжатие пружины (массой пружины пренебрегаем).

В операторной форме уравнение (1.2) примет вид

$$Mp v_M + R_M v_M + v_M / p C_M = F_M, \quad (1.3)$$

откуда найдем изображение скорости

$$v_M = \frac{p F_M}{Mp^2 + R_M p + 1/C_M} = v_{0M} \frac{p \omega_M}{(p + \delta_M)^2 + \omega_M^2}, \quad (1.4)$$

где
$$\delta_M = R_M / (2M); \quad \omega_M = \sqrt{1/(MC_M) - \delta_M^2}. \quad (1.5)$$

Величина v_{0M} представляет собой амплитуду скорости перемещающегося тела:

$$v_{0M} = F_M / (M \omega_M). \quad (1.6)$$

Переходя к функции времени, в соответствии с преобразованием Лапласа—Карсона найдем мгновенную скорость тела:

$$v_M = v_{0M} e^{-\delta_M t} \sin \omega_M t. \quad (1.7)$$

Если перемещающееся или колеблющееся тело находится в воздушной среде, то все перемещения или колебания этого тела повторяются воздушной средой.

Обратимся к колебаниям, происходящим в электрическом колебательном контуре (рис. 2, б). Уравнение электрических процессов, происходящих в контуре под действием приложенного напряжения, имеет вид

$$L \frac{di}{dt} + R_{\Pi} i + \frac{1}{C_{\Pi}} \int i dt = u, \quad (1.8)$$

где i — мгновенное значение тока в контуре; $L di/dt$ — падение напряжения на индуктивности; $R_{\Pi} i$ — падение напряжения на активном сопротивлении; $\frac{1}{C_{\Pi}} \int i dt$ — падение напряжения на емкости.

В операторной форме

$$LpI + R_n I + I/(C_n p) = U. \quad (1.9)$$

Изображение тока будет

$$I = \frac{pU}{Lp^2 + R_n p + 1/C_n} = I_0 \frac{\rho \omega_n}{(p + \delta_n)^2 + \omega_n^2}, \quad (1.10)$$

$$\text{где } \delta_n = R_n/(2L); \quad \omega_n = \sqrt{1/(LC_n) - \delta_n^2}. \quad (1.11)$$

Величина I_0 является амплитудным значением тока

$$I_0 = U/(L\omega_n). \quad (1.12)$$

Переходя к функции времени, выражение (1.10) можно представить в виде

$$i = I_0 e^{-\delta_n t} \sin \omega_n t. \quad (1.13)$$

С помощью электроакустических устройств электрические изменения тока можно передать воздушной среде.

Рассмотрим акустическую систему, имеющую акустическое сопротивление R_A , инертность среды M_A и акустическую емкость C_A (рис. 2, в).

Возникающий в системе ток (объемная скорость воздушной среды) v_A под действием акустического (звукового) давления можно описать уравнением

$$M_A \frac{dv_A}{dt} + R_A v_A + \frac{1}{C_A} \int v_A dt = P_0, \quad (1.14)$$

где $v_A = \Delta Q/t$ — объем воздуха ΔQ , вытесненного в единицу времени под действием давления P_0 (объемная скорость); $M_A = M_0/S^2$ — инертность воздушной среды (акустическая масса) массой M_0 , заключенной в трубе длиной l (рис. 2, в), поперечное сечение которой равно S ; $C_A = Q/(\rho c_0^2)$ — акустическая емкость (гибкость) сосуда (рис. 2, в) объемом Q при плотности воздушной среды ρ и скорости звука c_0 ; $R_A = P_0/v_A$ — акустическое сопротивление среды (вязкое).

Представим уравнение (1.14) в операторной форме

$$M_A p v_A + R_A v_A + v_A/(p C_A) = P_0 \quad (1.15)$$

и найдем изображение объемной скорости воздушной среды

$$v_A = \frac{p P_0}{M_A p^2 + R_A p + 1/C_A} = v_{0A} \frac{\rho \omega_A}{(p + \delta_A)^2 + \omega_A^2}, \quad (1.16)$$

где

$$\delta_A = R_A/(2M_A); \quad \omega_A = \sqrt{1/(M_A C_A) - \delta_A^2}. \quad (1.17)$$

Величина v_{0A} выражает амплитудное значение объемной скорости воздушной среды

$$v_{0A} = P_0/(M_A \omega_A). \quad (1.18)$$

Переходя к функции времени, находим

$$v_A = v_{0A} e^{-\delta_A t} \sin \omega_A t. \quad (1.19)$$

Умножим левую и правую часть уравнения (1.19) на $M_A \omega_A$ и получим выражение для звукового давления

$$P(t) = P_0 e^{-\delta_A t} \sin \omega_A t. \quad (1.20)$$

Сопоставляя уравнения (1.2), (1.8), (1.14), а также их решения (1.7), (1.13) и (1.20), можно сделать вывод, что достаточно знать описание процессов в одной из рассмотренных систем, чтобы судить о них в двух других системах. Поэтому рассмотрим поведение акустической системы при различных значениях ее параметров, имея в виду, что при аналогичных соотношениях параметров в механической и электрической системах их поведение будет также аналогичным.

Так, при $R_A^2 < 4M_A/C_A$ корни характеристического уравнения

$$(p + \delta_A)^2 + \omega_A^2 = 0 \quad (1.21)$$

будут комплексно сопряженными

$$p_{1;2} = -\delta_A \pm \sqrt{-\omega_A^2} = \delta_A \pm j\omega_A.$$

В этом случае, как известно из курса математики, система будет совершать затухающие синусоидальные (в первом приближении) колебания с круговой частотой ω_A и постоянной времени огибающей процесса затухания $\tau_A = 1/\delta_A$ (рис. 3, а).

При $R_A^2 > 4M_A/C_A$ корни уравнения (1.21) будут действительными неравными

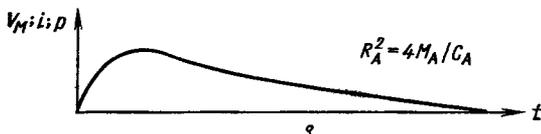
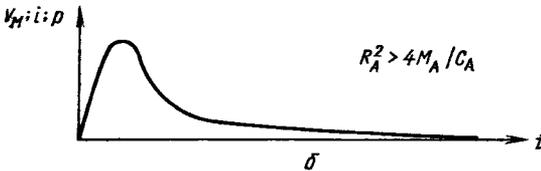
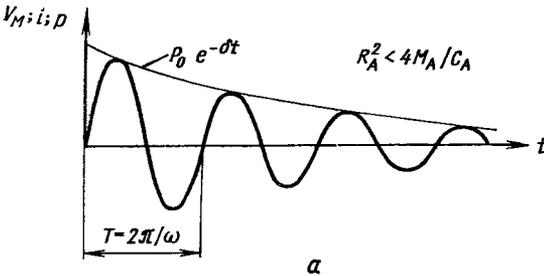


Рис. 3. Переходные процессы в колебательных системах:

- а — при $R_A^2 < 4M_A/C_A$;
- б — при $R_A^2 > 4M_A/C_A$;
- в — при $R_A^2 = 4M_A/C_A$

$$p_{1,2} = -\delta_A \pm \sqrt{R_A^2/(4M_A^2) - 1/(M_A C_A)} = -\delta_A \pm b_A$$

и выражение (1.20) примет вид

$$P(t) = P_0 e^{-\delta_A t} \operatorname{sh} \gamma t, \quad (1.22)$$

где

$$\gamma = \sqrt{\delta^2 - 1/(M_A C_A)}.$$

Процесс затухания будет иметь вид, показанный на рис. 3, б. Гармоническая составляющая затухания отсутствует.

При $R_A^2 = 4M_A/C_A$ уравнение (1.21) будет иметь два равных действительных корня $p_{1,2} = -\delta_A$.

В этом случае $\omega_A \rightarrow 0$ и выражение $\sin \omega_A t / \omega_A \rightarrow t$. Тогда переходной процесс для звукового давления (рис. 3, в) опишется уравнением

$$P(t) = P_0 t e^{-\delta_A t}.$$

Гармоническая составляющая здесь также отсутствует.

Таким образом, колебательный процесс в акустической, механической и электрической системах возможен лишь в том случае, когда активное сопротивление системы достаточно мало и корни уравнения комплексные неравные.

На любую из рассмотренных систем, например на акустическую, можно воздействовать не постоянным внешним источником энергии, а некоторой переменной величиной, изменяющейся по синусоидальному закону (для акустической системы это давление). Пусть

$$P(t) = P_0 \sin \omega_0 t,$$

тогда амплитуда объемной скорости v_{0A} будет зависеть от частоты ω_0 .

$$v_{0A} = P_0 / z_A = P_0 / \sqrt{R_A^2 + [\omega_0 M_A - 1/(\omega_0 C_A)]^2}.$$

Амплитуда объемной скорости будет наибольшей в том случае, когда

$$\omega_0 M_A = 1/(\omega_0 C_A).$$

При этом $z_A = R_A$, частота внешнего воздействия

$$\omega_0 = \sqrt{1/(M_A C_A)} \quad (1.23)$$

и в системе будет наблюдаться резонанс.

Зависимость амплитуды колебаний от частоты ω_0 при постоянных значениях M_A и C_A приведена на рис. 4.

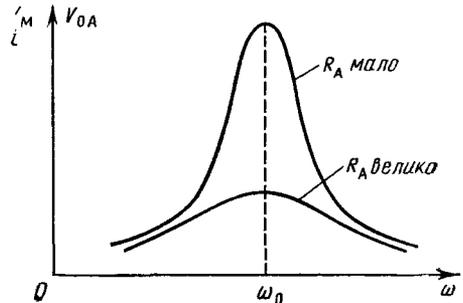


Рис. 4. Резонансные кривые двух колебательных систем при одинаковых внешних возмущениях, но различных активных сопротивлениях R_A

Поскольку в колебательной системе R_A мало, то из выражений (1.17) и (1.23) следует, что при резонансе $\omega_0 \approx \omega_A$.

Нами были рассмотрены весьма простые случаи колебательных систем, которые у реальных музыкальных инструментов и других источников звуков могут быть значительно сложнее. Однако даже этот простой случай достаточно ясно иллюстрирует физическую природу звуков, образуемых колебательными системами. Рассмотренные три различных физических процесса, приводящие к колебательным явлениям, описываемым аналогичными уравнениями, показывают и принципиально разные пути решения одних и тех же технических задач. Учитывая, что механические и электрические колебания могут быть легко преобразованы в акустические, очевидно, что при конструировании музыкальных инструментов для воплощения конструкторского замысла разработчик может не связывать себя лишь одним типом систем и использовать любую физическую основу для получения музыкальных звуков. Следовательно, имея в виду наибольшие возможности преобразования звуковых сигналов в электрических цепях, положенных в основу электромузыкальных инструментов, можно утверждать, что такие инструменты наиболее перспективны.

§ 2. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЗВУКА И ЗВУКОВОЕ ПОЛЕ

Перенос колебаний воздушной средой происходит за счет ее сжатия и разрежения. Это создает изменения давления воздуха, называемые звуковыми волнами, или звуком. Скорость распространения звука определяется свойствами воздушной среды и выражается уравнением

$$c_0 = \sqrt{k_T p_0 / \rho_0}, \quad (1.24)$$

где k_T — отношение теплоемкости воздуха при постоянном давлении к его теплоемкости при постоянном объеме (приблизительно $k_T = 1,4$); p_0 — барометрическое давление; ρ_0 — плотность воздуха.

Практически скорость распространения звука изменяется в небольших пределах и при температуре 15°C составляет 340 м/с. Звук характеризуется объективными параметрами: интенсивностью, частотой и спектром.

Интенсивность звука определяется энергией, переносимой звуковой волной через единицу поверхности, перпендикулярную направлению распространения волны, в единицу времени. Она зависит от величины звукового давления и свойств среды. Интенсивность может быть выражена следующим образом:

$$I = 0,5 \rho_0 c_0 v_m^2 = P_m^2 / (2 \rho_0 c_0), \quad (1.25)$$

где v_m — амплитуда скорости частиц воздушной среды; P_m — амплитуда колебаний звукового давления.

При разговоре или воспроизведении музыки средней громкости звуковое давление составляет $0,1$ — $0,2$ Н/м², атмосферное же давление в среднем составляет $1,0 \cdot 10^5$ Н/м², т. е. примерно в миллион раз превосходит среднее звуковое давление.

Некоторые значения звуковых давлений характерных звуков приведены в табл. 1.

Таблица 1. Звуковые давления некоторых характерных источников звука

Источник звука	Расстояние от источника звука, м	Приближенное звуковое давление, Н/м ²
Писк комара	0,5	$2 \cdot 10^{-5}$
Шелест листьев на деревьях в тихую погоду	1,0	$6 \cdot 10^{-5}$
Шепот	1,0	$2 \cdot 10^{-4}$
Тихая речь	1,0	10^{-3}
Скрипка (пианиссимо)	1,0	$2 \cdot 10^{-3}$
Нормальная речь	1,0	$5 \cdot 10^{-2}$
Громкая речь	1,0	$5 \cdot 10^{-1}$
Струнный квартет	2,5	1,0
Рояль (фортиссимо)	3,0	2,0
Большой оркестр (фортиссимо)	10	6,0
Шум самолета	5	$2 \cdot 10^2$

Под частотой звука подразумевают число периодов колебаний, совершаемых в единицу времени и измеряемых в Гц. Частота может быть выражена соотношением

$$f = 1/T = c_0/\lambda, \quad (1.26)$$

где T — период колебаний, с; λ — длина волны, м.

В общем случае, когда речь идет о слышимых звуках, то под этим понимают диапазон звуков от 16 до 20 000 Гц. Звуки с частотами ниже 16 Гц называют инфразвуками, с частотами выше 20 000 Гц — ультразвуками. Инфра- и ультразвуки человеческое ухо не слышит.

Большинство музыкальных звуков лежит в области частот 100—4000 Гц.

Спектр звука — это основная характеристика, определяющая частоты гармоник, входящих в состав звука, и форму звуковых колебаний. Последняя зависит также от фазовых соотношений гармоник звука.

Таким образом, если известен спектр звука, то известны частоты каждой гармоники и их относительный или абсолютный уровень интенсивности или звукового давления.

Наиболее простым является синусоидальное колебание, имеющее одну гармонику.

В состав сложных звуковых колебаний может входить большое количество гармоник, частоты которых, как правило, кратны основной частоте (первой гармонике), определяемой периодом колебаний, и называются высшими гармониками (обертнами). Частота n -ного обертона равна частоте $(n+1)$ -й гармоники.

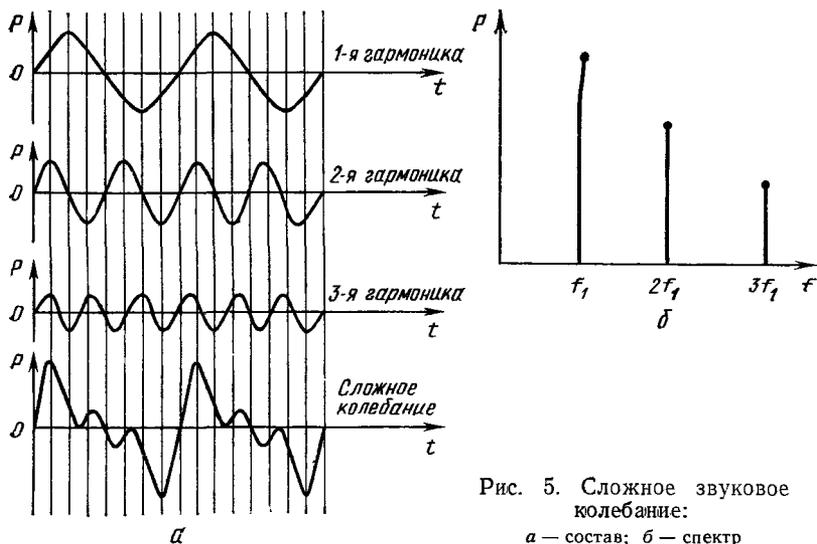


Рис. 5. Сложное звуковое колебание:
 а — состав; б — спектр

Любое периодическое сложное звуковое колебание можно выразить с помощью ряда Фурье:

$$p = p_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + p_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + p_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots + p_n \sin(n\omega t + \varphi_n), \quad (1.27)$$

где $p_1; p_2; p_3; \dots; p_n$ — амплитуды гармоник; $\varphi_1; \varphi_2; \varphi_3; \dots; \varphi_n$ — начальные фазы гармоник.

Пример сложного колебания и его спектра для трех первых гармоник приведен на рис. 5. Для простоты начальные фазы колебаний приняты равными нулю, т. е. $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = 0$.

При распространении в воздушной среде звуковые волны по мере удаления от их источника претерпевают изменения, проявляющиеся как уменьшение интенсивности и смягчение тембра, которые позволяют судить об удаленности источника звука. При достаточно большой удаленности звук не слышен вовсе. Причинами ослабления звука являются, во-первых, разбегание звуковых волн и рассеяние звуковой энергии во все большем объеме пространства по мере удаления от источника звука и, во-вторых, явление поглощения звука воздушной средой или, иначе, явление перехода звуковой энергии в энергию другого вида. Таким образом, затухание звука определяется геометрическими и физическими свойствами окружающей среды.

Если источник звукового поля может быть представлен в виде пульсирующего шара, находящегося в свободном пространстве, где отсутствуют явления дифракции и интерференции, то создаваемое таким источником поле называют сферическим. Интенсивность звука сферического поля убывает обратно пропорционально квадрату радиуса образуемой звуковой волны.

Если звуковое поле создается пульсирующей бесконечной плоскостью и явления дифракции и интерференции отсутствуют, то такое поле называется плоским.

Сферическое и плоское поля являются идеальными полями и в обычных условиях практически не встречаются. Физические свойства окружающей среды приводят к частичному поглощению звука за счет внутреннего трения (вязкости) воздуха и его нагревания и охлаждения вследствие сжатия и разрежения. При этом за счет теплопроводности воздуха часть тепла излучается в пространство, что приводит к дополнительной потере энергии звуковых волн. Эти потери зависят от частоты звука.

Если предположить, что исходный звук, создаваемый пульсирующим шаром, состоит из двух синусоидальных компонентов, имеющих различные частоты и интенсивности, то звуковое давление в некоторой точке, находящейся на расстоянии a от центра шара радиусом r , можно описать уравнением

$$p = \frac{kr}{a} \left[p_1 \sin \omega_1 t \cdot e^{-\beta \omega_1^2 (a-r)} + p_2 \sin \omega_2 t \cdot e^{-\beta \omega_2^2 (a-r)} \right], \quad (1.28)$$

где k — коэффициент, характеризующий геометрические свойства воздушной среды; β — постоянный коэффициент, характеризующий физические свойства среды.

Ослабление звука в результате поглощения его воздушной средой определяется зависимыми от частоты экспоненциальными составляющими.

В отличие от плоского и сферического полей диффузным называют такое, в котором нельзя отыскать определенного направления и распространения звуковых волн. В диффузном поле звук в данную точку приходит со всех сторон. Такое поле может быть создано в помещении сферической формы при равномерном расположении в нем на максимальном удалении от центра помещения большого количества громкоговорителей, работающих синфазно. Измерения поля в данном случае должны производиться в центре сферы.

Для такого поля характерно синфазное излучение звука со всех сторон и многократное его отражение от стен помещения (реверберация).

§ 3. РЕВЕРБЕРАЦИЯ И ЭХО

Говоря о звуковых полях, до сих пор мы имели в виду идеальные поля, где либо отсутствуют явления интерференции и дифракции, а источник звука сосредоточен в одном месте или одном направлении, либо явления интерференции слишком значительны, а источники звука синфазны и равномерно распределены по сферической поверхности вокруг звукового поля, ограниченного отражающей поверхностью. Реальные звуковые поля, образующиеся при исполнении музыки в помещениях, отличаются от идеальных (плоского, сферического, диффузного). В таких полях, как прави-

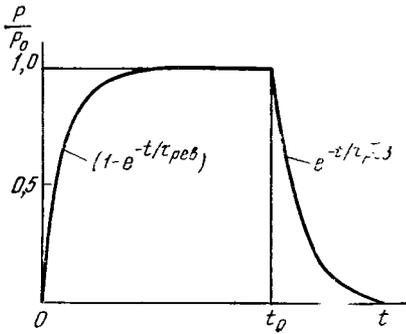


Рис. 6. Процесс нарастания и затухания звукового давления в помещении (в момент $t=0$ происходит включение источника звука, в момент $t=t_0$ происходит выключение источника звука)

изменяют свое направление и вследствие интерференции складываются с первичными звуковыми волнами, что приводит к появлению признаков диффузности и увеличению интенсивности звука в помещении. Поскольку предметы в помещении находятся друг от друга на некотором расстоянии, то нарастание звука за счет добавления энергии отраженных волн к энергии первичных звуковых волн происходит не мгновенно, а по мере многократного прохождения отраженными волнами постоянной между отражающими поверхностями. Если бы поглощение звука отсутствовало, то такое нарастание интенсивности звука могло бы продолжаться очень долго. Однако вследствие частичного поглощения отражаемого звука предметами и потерь в воздухе происходит постепенное ослабление звуковых волн и наступает так называемое акустическое равновесие.

Если звук распространяется в помещении, где время его прохождения между предметами различно и относительно невелико (этим требованиям удовлетворяет подавляющее большинство помещений) и если в таком помещении мгновенно прекратить излучение звука источником, то звук исчезнет не сразу, сохраняя некоторое время слитное (без разрывов во времени) затухающее звучание. Такое явление называется реверберацией.

Опыт показывает, что процесс нарастания и затухания звукового давления в помещении при звуковом поле, близком к диффузному, происходит по экспоненциальному закону (рис. 6), т. е.

$$p_{\text{нар}} = p_0 (1 - e^{-t/\tau_{\text{рев}}}) ; \quad (1.29)$$

$$p_{\text{зат}} = p_0 e^{-t/\tau_{\text{рев}}}, \quad (1.30)$$

где p_0 — звуковое давление, создаваемое источником звука; $\tau_{\text{рев}}$ — постоянная времени реверберации; t — время.

ло, имеется ограниченное число направленных, несинфазно работающих источников звука, а также наблюдаются явления интерференции и дифракции звуковых волн. Эти поля можно приближенно рассматривать как комбинации идеальных полей.

Действительно, в реальных помещениях, где исполняется музыка, неизбежно присутствие музыкантов, слушателей, посторонних предметов и, наконец, имеются стены, окна, двери, потолок, пол самого помещения, которые частично поглощают, а частично отражают падающие на них звуковые волны. Отраженные волны

Постоянная времени $\tau_{\text{рев}}$ зависит от свойств воздушной среды, конфигурации помещения, наличия в нем посторонних предметов и значений коэффициентов поглощения и отражения звуковых волн стенами, предметами и присутствующими людьми.

Под коэффициентами поглощения подразумевают отношение интенсивности поглощенных волн к интенсивности волн проходящих

$$(\alpha_{\text{погл}} = I_{\text{погл}}/I).$$

Коэффициентом отражения называется отношение интенсивности отраженных волн к интенсивности проходящих волн

$$(\alpha_{\text{отр}} = I_{\text{отр}}/I).$$

Эти коэффициенты не зависят от интенсивности звука и их сумма равна единице ($\alpha_{\text{погл}} + \alpha_{\text{отр}} = 1$). Значения коэффициентов поглощения для некоторых материалов при различных частотах синусоидальных звуков приведены в табл. 2.

Т а б л и ц а 2. Коэффициенты звукопоглощения материалами волн различных звуковых частот

Материал	Звукопоглощение ($\alpha_{\text{погл}}$) на частотах, Гц					
	125	250	500	1000	2000	4000
Бетонная стена (гладкая)	0,01	0,012	0,015	0,019	0,023	0,035
Кирпичная стена (нештукатуренная)	0,024	0,025	0,032	0,042	0,049	0,070
Штукатурка по кирпичной кладке окрашенная	0,012	0,013	0,017	0,02	0,023	0,025
Фанера	0,05	0,06	0,06	0,1	0,1	0,1
Деревянная обшивка из сосновых досок	0,10	0,11	0,10	0,08	0,08	0,011
Стекло	0,025	0,025	0,027	0,025	0,02	0,02
Ткань бархатная	0,05	0,12	0,35	0,45	0,38	0,36
Ткань хлопчатобумажная драпировочная	0,12	0,31	0,52	0,68	0,60	0,57
Ковер с ворсом толщиной 1 см (на бетоне)	0,09	0,08	0,21	0,27	0,27	0,37
Войлок толщиной 2,5 см	0,18	0,36	0,71	0,79	0,82	0,85
Стекланная вата толщиной 9,0 см	0,32	0,60	0,81	0,80	0,60	0,42
Линолеум на твердой основе толщиной 5 мм	0,02	0,04	0,06	0,05	0,04	0,03

Выражения (1.29) и (1.30) показывают, что $\tau_{\text{рев}}$, характеризующая длительность нарастания и затухания звука в помещении, является объективной характеристикой процесса реверберации. Для расчетов основной характеристикой реверберации — времени реверберации, обычно принимают время, в течение которого звуковое давление уменьшается в 1000 раз. Из выражения (1.30) это время будет

$$T_{\text{рев}} = \tau_{\text{рев}} \ln(p_0/p_{\text{затух}}) = 6,9\tau_{\text{рев}}. \quad (1.31)$$

Время и постоянная времени изменения звукового давления зависят от объема помещения, коэффициентов поглощения звука

отдельными поверхностями, находящимися в звуковом поле, и от размеров этих поверхностей.

Как видно из табл. 2, поглощение звука различными материалами зависит от частоты. Установлено также, что звук поглощается и воздушной средой. Поэтому время реверберации для каждой частоты синусоидального звука будет различным. Влияние на время реверберации затухания звука в воздушной среде становится заметным в больших залах, начиная с частоты примерно 1000 Гц. С частоты более 4000 Гц это влияние становится настолько ощутимо, что может значительно превосходить затухание из-за поглощения звука другими предметами. В связи с этим в таблицах, как правило, не приводятся коэффициенты поглощения звука для частот более 4000 Гц.

При прослушивании музыки и других звуков время реверберации оказывает влияние на их качество. Так, слишком малое время реверберации делает звук сухим, безжизненным, неинтересным, а музыку — невыразительной, лишенной «воздуха», требующей от исполнителей повышенной громкости исполнения. При слишком большом времени реверберации звук становится бубнящим, неразборчивым, звуки наплывают друг на друга. Музыка становится гудящей, угнетающей, превращается в дисгармоническую смесь звуков. Путем экспериментов с многочисленными слушателями было установлено некоторое оптимальное время реверберации (рис. 7). Оказалось, что это время зависит как от объема помещения, так и от вида воспринимаемых звуков (речи, музыки). Для музыкальных звуков оптимальное время реверберации тем больше, чем медленнее темп музыкального произведения. Различные исследователи (Кнудсен, Лифшиц, Мак-Нейр) указывали на зависимость этого времени от частоты колебаний звука. По их данным, которые в общем не дают одинаковых значений, с понижением частоты звуков ниже 500 Гц и повышением выше 2000 Гц оптимальное время реверберации увеличивается.

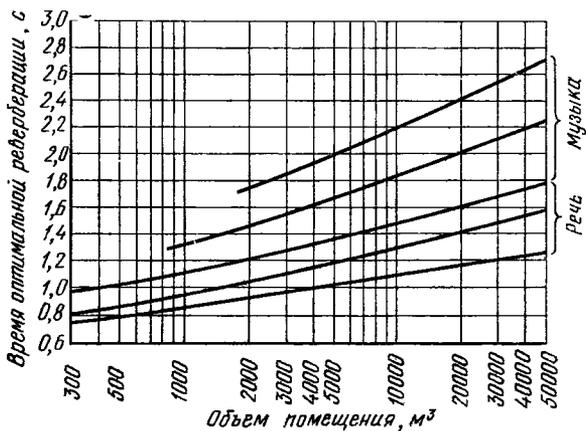


Рис. 7. Оптимальное время реверберации при частоте 500 Гц в зависимости от объема помещения

Мы рассмотрели процесс реверберации и ее влияние на характер восприятия звуков, т. е. случай, когда затухание звуков в помещении после выключения источника звуков происходит без ощутимых на слух разрывов во времени, хотя последние, строго говоря, вследствие конечных и не равных нулю расстояний между отражающими поверхностями, естественно, имеют место.

Оказывается, существует критический интервал во времени между приходящими звуками, когда они воспринимаются не слитно. Если время между приходящими основным и отраженным звуками меньше критического, то такое явление воспринимается нами как реверберация. Но если это время больше критического, то такое явление может восприниматься как эхо.

Критический интервал в зависимости от характера звуков и их дискретности составляет 40—100 мс. Восприятие отраженных звуков как эхо для коротких звуков, когда воздействие наложения звуков друг на друга не создает искажений, скрадывающих интервалы между звуками, может происходить уже при интервалах между прямым и отраженным звуками, равных примерно 0,1 с. Вообще эхо может наблюдаться с интервалами до нескольких секунд. В электромузыке иногда создают искусственные эхо и реверберацию для придания исполняемой музыке специальных эффектов или создания впечатления большого зала.

§ 4. БИЕНИЯ И УНИСОН

В § 2 было отмечено, что сложный звук может иметь большое число гармоник с кратными частотами. Однако на практике часто приходится иметь дело не только с такими звуками, но и со звуками, имеющими близкие по частоте тоны, образующие биения. Возьмем два исходных звука, имеющих соответственно звуковые давления:

$$p' = p_1 \sin \omega t; \quad p'' = p_2 \sin (\omega - \Delta\omega) t.$$

Посмотрим, что произойдет при сложении таких звуков, если $\Delta\omega \ll \omega$,

$$p = p_1 \sin \omega t + p_2 \sin (\omega - \Delta\omega) t. \quad (1.32)$$

Положив $\omega + (\omega - \Delta\omega) = 2\alpha$; $\omega - (\omega - \Delta\omega) = 2\beta$, т. е. $\omega = \alpha + \beta$; $\omega - \Delta\omega = \alpha - \beta$,

выражение (1.32) можно представить в виде

$$\begin{aligned} p &= p_1 \sin (\alpha + \beta) t + p_2 \sin (\alpha - \beta) t = \\ &= (p_1 + p_2) \sin \alpha t \cdot \cos \beta t + (p_1 - p_2) \cos \alpha t \cdot \sin \beta t. \end{aligned} \quad (1.33)$$

Пусть

$$(p_1 - p_2) \sin \beta t = p_0 \sin \psi; \quad (1.34)$$

$$(p_1 + p_2) \sin \beta t = p_0 \cos \psi. \quad (1.35)$$

Выражение (1.33) в этом случае можно записать

$$\begin{aligned} p &= p_0 (\cos \psi \cdot \sin \alpha t + \sin \psi \cdot \cos \alpha t) = \\ &= p_0 \sin(\alpha t + \psi) = p_0 \sin[(\omega - \Delta\omega/2)t + \psi]. \end{aligned} \quad (1.36)$$

Очевидно, что p_0 здесь является амплитудным значением звукового давления для двух исходных звуков. Его нетрудно определить, если возвести в квадрат и сложить уравнения (1.34) и (1.35), т. е. найдем

$$\begin{aligned} p_0 &= \sqrt{(p_1 - p_2)^2 \sin^2 \beta t + (p_1 + p_2)^2 \cos^2 \beta t} = \\ &= \sqrt{p_1^2 + p_2^2 + 2p_1 p_2 \cos \Delta\omega t}. \end{aligned} \quad (1.37)$$

Для уяснения физического процесса биений проанализируем векторную диаграмму колебаний на рис. 8, а. Поскольку начальные фазы колебаний в уравнении (1.32) равны нулю, то вектор звукового давления можно сделать совпадающим с вещественной осью, полагая, что ось времени вращается по часовой стрелке вокруг точки O с угловой скоростью ω . В этом случае вектор \bar{p}_2 будет отставать от вектора \bar{p}_1 на угол $\Delta\omega t$, т. е. будет вращаться также по часовой стрелке с угловой скоростью $\Delta\omega t$. Конец вектора \bar{p}_0 опишет окружность.

При $p_1 = p_2$

$$p_0 = 2p_1 \sqrt{\frac{1 + \cos \Delta\omega t}{2}} = 2p_1 \cos \frac{\Delta\omega}{2} t. \quad (1.38)$$

Амплитуда вектора \bar{p}_0 будет изменяться с частотой $\Delta\omega/2$, равной половине разности частот исходных колебаний (рис. 8, б). Общее уравнение звукового давления при этом примет вид

$$p = 2p_1 \cos \frac{\Delta\omega}{2} t \cdot \sin \left(\omega - \frac{\Delta\omega}{2} \right) t. \quad (1.39)$$

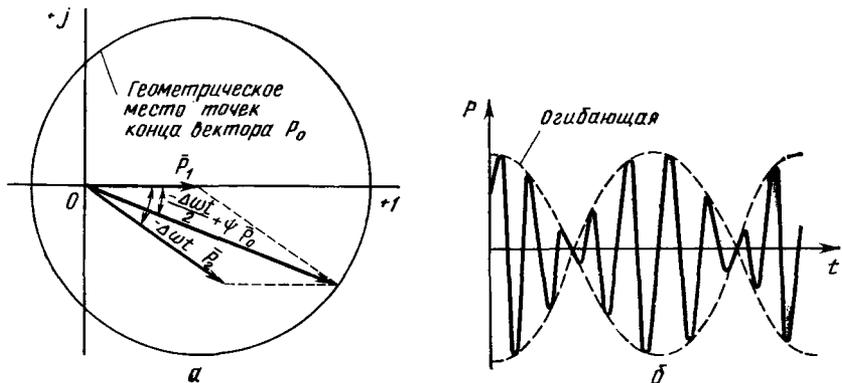


Рис. 8. Сложение двух колебаний с близкими частотами:
а — векторная диаграмма; б — временная характеристика

Равенство нулю угла Ψ при $p_1 = p_2$ можно установить из векторной диаграммы (см. рис. 8, а), поскольку в этом случае вектор \bar{p}_0 поделит угол $\Delta\omega t$ пополам.

Для других амплитуд p_1 и p_2 этот угол не равен нулю и зависит от их значений. Он может быть определен из диаграммы, как отношение проекции вектора \bar{p}_0 на мнимую и действительную оси.

$$\operatorname{tg}\left(\psi - \frac{\Delta\omega t}{2}\right) = \frac{p_2 \sin \Delta\omega t}{p_1 + p_2 \cos \Delta\omega t}. \quad (1.40)$$

Если $p_1 \neq p_2$, то угол ψ будет изменяться в течение периода от нуля до $\psi_0 = 90^\circ$. В этом случае амплитуда результирующего колебания ни при каких значениях углов не будет равна нулю (рис. 9), причем чем больше разница амплитуд исходных тонов, тем слабее проявляют себя биения. Спад амплитуды до нуля возможен лишь при равенстве амплитуд исходных колебаний и значении угла $\Delta\omega t = 180^\circ$. В этом случае также угол $\psi = 0$. Это единственный случай, когда амплитуда результирующего колебания уменьшается до нуля.

Интересно отметить, что изменение угла ψ в течение периода колебаний приводит к некоторой угловой модуляции, что хотя на слух и не обнаруживается, но совместно с биениями несколько оживляет звук, делает его более приятным. Когда частота биений составляет единицы и даже доли герца, это явление обычно называют унисоном. Некоторые конструкторы с целью оживления звука вводят унисон такого рода в органы, добавляя дополнительный регистр, создающий биения в несколько герц. Причем амплитуда звуков дополнительных генераторов несколько меньше амплитуды колебаний основных генераторов. Унисонные эффекты вводят и в электрические органы путем создания электрических биений двух или нескольких генераторов с частотой 0,5—10 Гц. Такой эффект был введен, например, в камертонное пианино, разработанное в институте звукозаписи совместно с фабрикой клавишных инструментов «Заря».

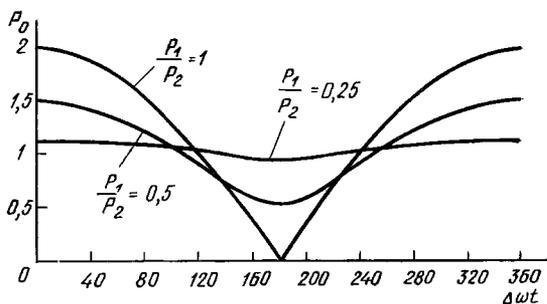


Рис. 9. Изменение амплитуды звукового давления при сложении двух тонов с близкими частотами

§ 5. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И АМПЛИТУДНОЕ ВИБРАТО

Если задано гармоническое звуковое колебание

$$p = p_0 \sin(\omega t + \varphi), \quad (1.41)$$

то, очевидно, воздействуя на источник колебания, можно изменять по определенному периодическому закону амплитуду p_0 , частоту ω и фазу φ , т. е. промодулировать колебание. Тогда колебание станет негармоническим (модулированным).

В первом случае модуляция называется амплитудной, во втором и третьем — угловой, или соответственно — частотной, или фазовой.

Рассмотрим случай амплитудной модуляции. Пусть воздействие на амплитуду будет осуществляться некоторой временной функцией, например синусоидальной (для простоты рассуждений начальную фазу колебаний положим равной нулю). Тогда амплитуду p_0 можно представить в виде (рис. 10, а):

$$p_0(t) = p_1 + p_2 \sin \Delta\omega t = p_1(1 + m \sin \Delta\omega t), \quad (1.42)$$

где p_1 — амплитуда несущего колебания; p_2 — амплитуда модулирующего воздействия, изменяющегося с частотой $\Delta\omega \ll \omega$; $m = p_2/p_1$ — глубина модуляции.

Преобразуем выражение (1.41) с учетом формулы (1.42) и тригонометрического выражения

$$\sin \alpha \sin \beta = 0,5 [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)],$$

тогда выражение (1.41) примет вид

$$p = p_1(1 + m \sin \Delta\omega t) \sin(\omega t + \varphi) = p_1 [\sin(\omega t + \varphi) + \frac{m}{2} \cos(\omega t - \Delta\omega t + \varphi) - \frac{m}{2} \cos(\omega t + \Delta\omega t + \varphi)]. \quad (1.43)$$

В результате преобразований амплитудно-модулированное колебание может быть описано тремя слагаемыми. Первое слагаемое представляет собой исходное немодулированное колебание с частотой ω , поскольку при $p_2 = 0$ (см. рис. 10, а) амплитуда несущего колебания станет постоянной и равной амплитуде исходного колебания, т. е. $p_1 = p_0$, что видно также из выражения (1.42).

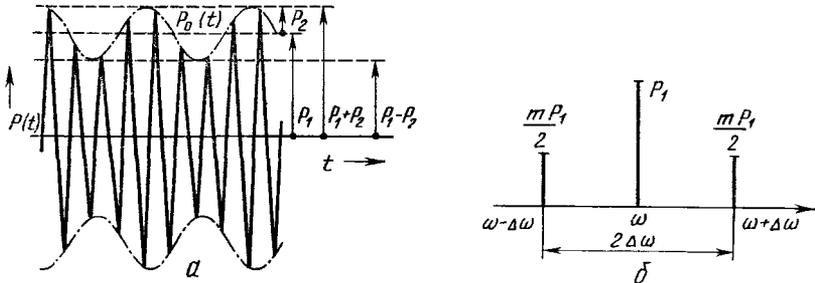


Рис. 10. Амплитудно-модулированное колебание (а) и его спектр (б)

Второе и третье слагаемые появились в процессе модуляции амплитуды синусоидальным сигналом. Их частоты равны сумме и разности несущей и модулирующей частот и являются верхней и нижней боковыми частотами, полученными в результате модуляции. Амплитуды боковых частот одинаковы и составляют величину $m\bar{p}_1/2$. Следовательно, при максимально возможной без искажений глубине модуляции ($m=1$) амплитуды боковых составляющих могут достигать половины амплитуды несущей частоты. При меньшей глубине модуляции ($m < 1$) амплитуды боковых составляющих будут меньше. Спектр модулированного колебания показан на рис. 10, б. В соответствии с уравнением (1.43) построим векторную

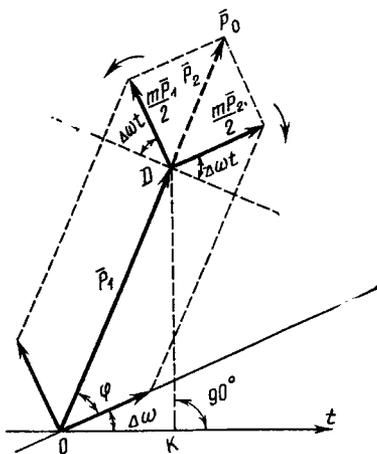


Рис. 11. Векторная диаграмма колебания, модулированного по амплитуде синусоидальным сигналом

диаграмму для такого колебания (рис. 11). Чтобы вектор \bar{p}_1 можно было представить на диаграмме неподвижным, представим ось времени вращающейся по часовой стрелке с угловой скоростью ω вокруг точки O на горизонтальной оси. Неподвижный вектор \bar{p}_1 составляет с горизонтальной осью угол φ , равный начальной фазе колебания (1.41). Его мгновенное значение будет равно его же проекции на ось, перпендикулярную оси времени. Так, если OK на рис. 11 есть ось времени в данный момент, то мгновенное значение вектора \bar{p}_1 будет равно DK .

Изображая на векторной диаграмме колебания боковых частот, построим их для большей наглядности не из начала координат (точка O), а из конца вектора \bar{p}_1 (точка D). При этом вектор, имеющий частоту $\omega + \Delta\omega$, будет вращаться вокруг точки D с угловой скоростью $\Delta\omega$ против часовой стрелки, а вектор, имеющий частоту $\omega - \Delta\omega$ будет вращаться с угловой скоростью $-\Delta\omega$ вокруг точки D по часовой стрелке. Таким образом, векторы боковых частот с амплитудами $m\bar{p}_1/2$ будут вращаться во взаимно противоположных направлениях симметрично относительно вектора \bar{p}_1 . Равнодействующий вектор \bar{p}_2 , являющийся геометрической суммой векторов $m\bar{p}_1/2$, будет направлен либо в ту же сторону, что и вектор \bar{p}_1 , либо в противоположную, что приведет к изменению амплитуды этого вектора то в сторону увеличения, то в сторону уменьшения. Следовательно, при амплитудной модуляции вектор \bar{p}_0 , будет изменяться от значения $p_1 + p_2$ до значения $p_1 - p_2$, или, что то же, от $p_1(1 + m)$ до $p_1(1 - m)$. При максимально возможном $m = 1$ амплитуда модулированного колебания будет изменяться в пределах $0 \leq p_0 \leq 2p_1$. При $m > 1$, т. е. при $p_2 > p_1$ наступят искажения.

Рассмотрим случай модуляции синусоидального звука (1.41) временной функцией, представляющей сумму двух простых колебаний

$$p_M = p_2 \sin \Delta\omega_2 t + p_3 \sin \Delta\omega_3 t. \quad (1.44)$$

Амплитуда колебания (1.41) в этом случае примет вид

$$p_0 = p_1 + p_2 \sin \Delta\omega_2 t + p_3 \sin \Delta\omega_3 t. \quad (1.45)$$

Введем коэффициенты модуляции $m_2 = p_2/p_1$ и $m_3 = p_3/p_1$. Тогда выражение (1.45) можно представить

$$p_0 = p_1 (1 + m_2 \sin \Delta\omega_2 t + m_3 \sin \Delta\omega_3 t). \quad (1.46)$$

Подставляя это выражение в уравнение (1.41), полагая $\varphi = 0$ и учитывая, что

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta = 0,5 [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)],$$

получим

$$p(t) = p_1 \left[\sin \omega t + \frac{m_2}{2} \cos(\omega - \Delta\omega_2) t - \frac{m_2}{2} \cos(\omega + \Delta\omega_2) t + \frac{m_3}{2} \cos(\omega - \Delta\omega_3) t - \frac{m_3}{2} \cos(\omega + \Delta\omega_3) t \right]. \quad (1.47)$$

Каждая из составляющих частот сложного колебания, как видим, создает свою пару боковых частот, амплитуды которых зависят лишь от коэффициентов модуляции m_2 и m_3 и амплитуды несущей частоты p_1 (данное утверждение справедливо при отсутствии искажений).

Если на синусоидальное колебание воздействовать более сложным управляющим сигналом, например, имеющим спектральный состав (рис. 12, а), то и в этом случае каждая из составляющих колебания создаст две боковые частоты с амплитудами, зависящими от коэффициентов модуляции (рис. 12, б).

В случае воздействия синусоидальным сигналом $p_2 \sin \Delta\omega t$ на амплитуду сложного звука, состоящего из нескольких гармонических составляющих, например из двух (для простоты рассуждений принимаем начальные фазы колебаний равными нулю)

$$p = p_A \sin \omega t + p_B \sin 2\omega t, \quad (1.48)$$

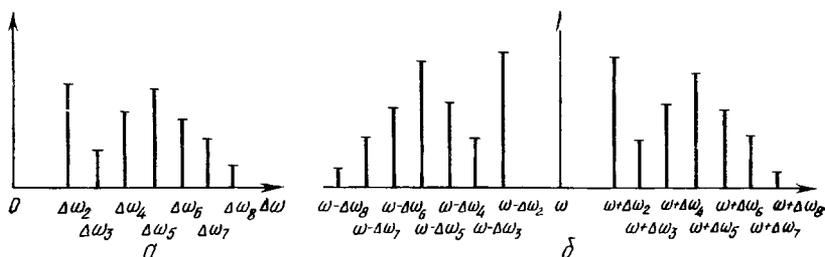
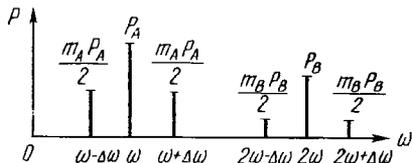


Рис. 12. Спектры колебаний:
а — модулирующего; б — модулированного

Рис. 13. Спектр колебаний при воздействии на звуковой сигнал, состоящий из двух гармонических колебаний, синусоидальным модулирующим сигналом



получим результирующее колебание

$$p = p_A \sin \omega t + p_B \sin 2\omega t + \frac{m_A p_A}{2} [\cos (\omega - \Delta\omega) t - \cos (\omega + \Delta\omega) t] + \frac{m_B p_B}{2} [\cos (2\omega - \Delta\omega) t - \cos (2\omega + \Delta\omega) t]. \quad (1.49)$$

Здесь мы наблюдаем независимую модуляцию амплитуд каждой составляющей исходного звукового колебания. Спектр такого модулированного сигнала представлен на рис. 13. В данном случае он включает в себя шесть компонентов.

Когда частота модулирующего сигнала $\Delta\omega$ составляет 5—7 Гц, а амплитуды обертонов модулирующего сигнала незначительны или равны нулю ($m_3 \approx 0$; $m_4 \approx 0$ и т. д.), действие модулирующего сигнала на сигнал несущей частоты проявляется как эффект амплитудного вибрато, т. е. как изменение громкости звука при неизменной его частоте.

§ 6. УГЛОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ, ЧАСТОТНОЕ И ФАЗОВОЕ ВИБРАТО

Угловая модуляция звука является следствием воздействия некоторой периодической функции на угловой параметр звукового колебания (1.41). Таким угловым параметром является угол колебания в момент времени t , т. е. $\omega t + \varphi$. Рассмотрим случай воздействия на угловую скорость колебания ω . Обозначим $\omega t + \varphi = \alpha$. Если частота ω является некоторым переменным параметром, то ее можно выразить через фазовый угол α как переменную угловую скорость, где для простоты рассуждений положим начальную фазу $\varphi = 0$.

$$\omega = d\alpha/dt. \quad (1.50)$$

В таком случае фазовый угол представляет собой соотношение

$$\alpha = \int \omega dt. \quad (1.51)$$

Пусть периодической функцией, воздействующей на угловую частоту ω , будет синусоидальная функция. Тогда

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \sin \Omega t, \quad (1.52)$$

где ω_0 — среднее значение частоты ω (модулируемой частоты); $\Delta\omega$ — девиация частоты; Ω — частота изменения модулируемой частоты (модулирующая частота).

Подставляя выражение (1.52) в (1.51), найдем

$$\alpha = \omega_0 t - \lambda \cos \Omega t = \omega_0 t + \lambda \sin \left(\Omega t - \frac{\pi}{2} \right), \quad (1.53)$$

где $\lambda = \Delta\omega/\Omega$ — индекс модуляции.

Поэтому звуковое давление модулированного по частоте колебания можно представить в виде (рис. 14, а)

$$p = p_0 \sin \left[\omega_0 t + \lambda \sin \left(\Omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right]. \quad (1.54)$$

Из этого выражения следует, что изменение частоты простого гармонического колебания по синусоидальному закону приводит к изменению фазы по тому же синусоидальному закону, причем индекс модуляции, являющийся амплитудным значением изменения фазы колебаний, не зависит от модулируемой частоты и определяется лишь ее девиацией и частотой модулирующего сигнала.

Нами рассмотрен процесс изменения простого колебания при частотной модуляции. Обратимся теперь к процессу изменения фазы простого колебания.

Пусть задано гармоническое колебание

$$p = p_0 \sin (\omega_0 t + \varphi) \quad (1.55)$$

и пусть начальная фаза этого колебания изменяется по синусоидальному закону

$$\varphi = \varphi_0 \sin \left(\Omega t - \frac{\pi}{2} \right). \quad (1.56)$$

Результирующее колебание примет вид

$$p = p_0 \sin \left[\omega_0 t + \varphi_0 \sin \left(\Omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right]. \quad (1.57)$$

Это выражение идентично уравнению (1.54). При $\lambda = \varphi_0$ разницы между частотной и фазовой модуляцией нет. Однако индекс модуляции λ при частотной модуляции зависит от модулирующей частоты Ω при постоянной девиации модулируемой (несущей) частоты $\Delta\omega$. При фазовой же модуляции φ_0 постоянна и не зависит от частоты Ω . Для фазовой модуляции амплитудное значение изменения начальной фазы φ_0 является и индексом модуляции. Поэтому удобно выразить φ_0 в виде $\varphi_0 = \Delta\omega/\Omega = \lambda$. Это соотношение справедливо, так как всегда заданным значениям φ_0 и Ω будет

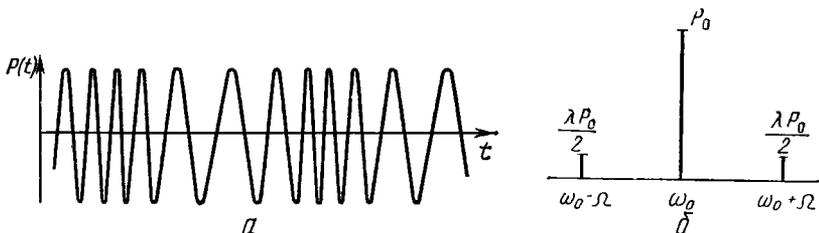


Рис. 14. Частотномодулированное колебание (а) и его спектр (б)

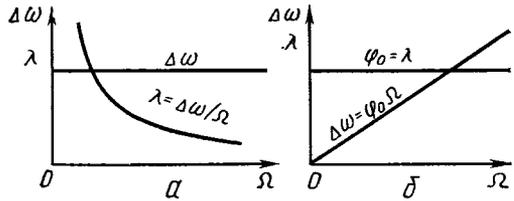


Рис. 15. Зависимости девиации частоты и индекса модуляции от частоты модулирующего сигнала в случае частотной (а) и фазовой (б) модуляций

соответствовать вполне определенное значение девиации частоты $\Delta\omega$. Теперь девиацию частоты и индекс модуляции как функции частоты модулирующего сигнала можно представить зависимостями, показанными на рис. 15, где более наглядно представлены различия между частотной (а) и фазовой (б) модуляциями.

Сопоставляя формулы (1.54), (1.57) и рис. 15, можно сделать следующий вывод: чтобы фазовую модуляцию сделать частотной, достаточно в модулятор ввести некоторый корректирующий элемент, частотная характеристика которого имеет вид

$$A(\Omega) = 1/\Omega.$$

Рассмотрим, как влияет угловая модуляция на спектр звукового колебания. Несколько упростим задачу, положив индекс модуляции $\lambda \ll 1$. Тогда выражение (1.54) можно представить

$$p = p_0 \left\{ \sin \omega_0 t \cdot \cos \left[\lambda \sin \left(\Omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] + \cos \omega_0 t \cdot \sin \left[\lambda \sin \left(\Omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\}. \quad (1.58)$$

Учитывая, что $\lambda \ll 1$ и поэтому

$$\cos \left[\lambda \sin \left(\Omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] \approx 1;$$

$$\sin \left[\lambda \sin \left(\Omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] \approx \lambda \sin \left(\Omega t - \frac{\pi}{2} \right),$$

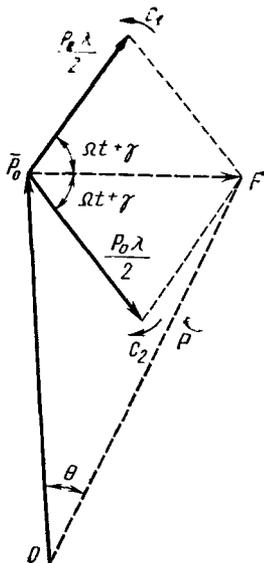
$$\begin{aligned} \text{получим } p &\approx p_0 \left[\sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \cdot \lambda \sin \left(\Omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] = \\ &= p_0 \left\{ \sin \omega_0 t + \frac{\lambda}{2} \left[\sin \left(\omega_0 t + \Omega t - \frac{\pi}{2} \right) - \sin \left(\omega_0 t - \Omega t + \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (1.59)$$

Векторная диаграмма такого звукового колебания показана на рис. 16.

В случае угловой модуляции, как видно из диаграммы, суммарный вектор боковых составляющих с угловыми частотами $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$ направлен под углом $\pi/2$ к вектору колебания несущей частоты ω_0 . Результирующий (комплексный) вектор при этом совершает колебания около вектора несущей частоты с амплитудой угла, равной индексу модуляции λ .

Спектральная диаграмма угловой модуляции при $\lambda \ll 1$, показанная на рис. 14, б, имеет тот же характер, что диаграмма при амплитудной модуляции (см. рис. 10, б), поскольку фазовые соот-

Рис. 16. Векторная диаграмма звукового колебания при угловой модуляции



ношения здесь не учитываются. Амплитуды боковых составляющих равны $\lambda p_0/2$. Ширина спектра составляет 2Ω , т. е. при малых девиациях частоты ширина спектра не зависит от самой девиации $\Delta\omega$.

Уравнение (1.59) не дает правильного представления о действительной картине явлений, если не выполняется условие $\lambda \ll 1$, поскольку в этом случае появляется большое количество боковых частот, а амплитуда вектора \bar{p} не остается постоянной.

Сделаем некоторые пояснения без математических выкладок, которые при необходимости читатель может найти в работе [13].

При угловой модуляции спектр колебания усложняется с увеличением индекса модуляции за счет появления дополнительных боковых частот, отличающихся от несущей частоты на $\pm n\Omega$, где n — в общем случае любое целое число. При значениях индекса модуляции λ от 1 до 2 существенную роль играют все боковые частоты до четвертой, а ширина спектра соответственно доходит до 8Ω . При $\lambda > 4$ ширина спектра может быть принята $2\lambda\Omega$. Амплитуды боковых частот, номера которых $n > \lambda$, не превышают 10% от амплитуды колебания несущей частоты, в связи с чем ширину спектра при $\lambda > 4$ приближенно можно определить из выражения

$$2\Delta\omega = 2\lambda\Omega \approx n_\lambda\Omega, \quad (1.60)$$

где n_λ — наибольший порядковый номер боковой частоты, принимаемый в расчет при определении ширины спектра.

Нами рассмотрен случай модуляции синусоидального звукового сигнала синусоидальным сигналом низкой частоты. Однако в большинстве практических случаев приходится иметь дело с модуляцией сигналов более сложной формы. Так, в электромузыкальных инструментах практическое применение угловая модуляция находит при получении эффектов частотного или фазового вибрато. В этом случае музыкальный сигнал обычно представляется сложным, включающим в свой состав целый ряд высших гармоник. Пусть музыкальный сигнал содержит 3 первые гармоники и начальные фазы колебаний каждой из них равны нулю:

$$p = p_1 \sin \omega t + p_2 \sin 2\omega t + p_3 \sin 3\omega t. \quad (1.61)$$

При модуляции его синусоидальным сигналом фаза колебаний будет изменяться в соответствии с выражением (1.53).

$$p = p_1 \sin(\omega_0 t - \lambda \cos \Omega t) + p_2 \sin(2\omega_0 t - 2\lambda \cos \Omega t) + p_3 \sin(3\omega_0 t - 3\lambda \cos \Omega t). \quad (1.62)$$

Видим, что при угловой модуляции сложного сигнала происходит модуляция каждой гармонической составляющей независимо друг от друга, причем индекс модуляции растет пропорционально номеру гармоники ($\lambda_1 = \lambda$; $\lambda_2 = 2\lambda$; $\lambda_3 = 3\lambda$ и т. д.).

При модулировании сложного сигнала другим сложным сигналом низкой частоты спектр получаемого колебания значительно усложняется. Появляются новые частоты, представляющие собой комбинации частот всех исходных сигналов. Так, при двух гармонических компонентах модулирующего сигнала в спектре полученного в результате модуляции сигнала будут присутствовать составляющие с частотами: ω_0 (несущая частота); $\omega_0 \pm n\Omega_1$ — боковые частоты от первой составляющей модулирующего сигнала (где n — любое целое число); $\omega_0 \pm (k\Omega_1 \pm n\Omega_2)$ — дополнительные боковые частоты от комбинации частот первой и второй гармонических составляющих модулирующего сигнала, где k — любое целое число, которое может быть как равно, так и не равно числу n .

Усложнение спектра приводит и к перераспределению амплитуд боковых частот. Однако общая ширина спектра при этом изменяется незначительно и может быть определена как для одной первой составляющей с частотой Ω_1 по формуле (1.60), если девиация частоты при этом будет уменьшаться, т. е. если $\lambda \approx \lambda_1 + \lambda_2$.

Эффект вибрато, получаемый при угловой модуляции звуковых сигналов с частотой 5—8 Гц, воспринимается слухом одинаково как при частотной, так и при фазовой модуляции. Разницы между этими двумя видами модуляции, как и следовало ожидать, не ощущается. Однако технические средства реализации вибрато того или иного вида при конструировании электромзыкальных инструментов различны, что и определяет в каждом конкретном случае выбор вида модуляции. Девиация же частоты в обоих случаях определяется, как правило, амплитудой модулирующего сигнала.

Заметим, что при слуховом восприятии разница между амплитудной и угловой модуляцией весьма значительна, если коэффициент и индекс модуляции не слишком малы.

Глава II

ВОСПРИЯТИЕ МУЗЫКАЛЬНЫХ ЗВУКОВ

§ 1. ВОСПРИЯТИЕ ИНТЕНСИВНОСТИ ЗВУКА. УРОВНИ ГРОМКСТИ

Громкостью называется субъективное восприятие слухом интенсивности звука. Последняя в свою очередь выражает количество переносимой звуком энергии через единицу поверхности в единицу времени.

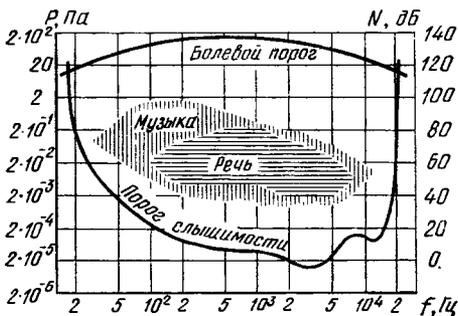


Рис. 17. Пороги слышимости и болевого ощущения

Другими характеристиками звука являются частота, спектр.

Характеризуя звук интенсивностью, частотой, спектром, мы не учитываем субъективных физиологических особенностей его восприятия органом слуха человека.

Во-первых, ухо способно воспринимать только те звуки, интенсивность которых превышает некоторый порог слышимости, но менее так

называемого болевого порога ощущения.

Так, средний порог слышимости звукового давления для человека со здоровым слухом на частоте 1000 Гц оказался равным $2 \cdot 10^{-5}$ Па, что соответствует интенсивности 10^{-12} Вт/м². Эта величина принята за стандартный порог слышимости.

Порог болевого ощущения на той же частоте превышает порог слышимости примерно на 120 дБ.

Опыт показывает, что пороги слышимости и болевого ощущения для различных частот звуков различны (рис. 17). Этим и объясняется различное субъективное восприятие звуков разной частоты, но равной интенсивности. Равноинтенсивные звуки в диапазоне частот от 1000 до 5000 Гц кажутся на слух более громкими, чем звуки выше или ниже этих частот.

Максимальное отношение звукового давления у порогов болевого ощущения и восприятия составляет 10^7 и соответственно интенсивностей — 10^{14} . Вследствие такого большого диапазона интенсивностей звуков, воспринимаемых слухом, и субъективного восприятия громкости как величины, пропорциональной логарифму интенсивности, практически удобно пользоваться не абсолютными значениями, а десятичными логарифмами отношения интенсивностей I рассматриваемого звука к стандартной интенсивности $I_0 = 10^{-12}$ Вт/м², соответствующей порогу слышимости на частоте 1000 Гц и принимаемой за нулевой уровень

$$N = 10 \lg (I/I_0).$$

Величина N , выраженная в децибелах, называется уровнем интенсивности звука. Этот уровень может быть выражен через звуковое давление

$$N = 10 \lg (I/I_0) = 20 \lg (p/p_c), \quad (2.1)$$

где p — звуковое давление рассматриваемого звука, Па;
 p_c — звуковое давление, соответствующее порогу слышимости.

Поскольку звукам равной громкости для различных частот не соответствуют (для тех же частот) равные интенсивности звука, то для определения уровня громкости при различных уровнях интенсивности Флетчер и Мансон [1] предложили экспериментальные кривые равных уровней громкости (рис. 18).

В соответствии с кривыми равной громкости под уровнем громкости подразумевается некоторая величина H , соответствующая уровню интенсивности синусоидального звука частоты 1000 Гц, и имеющая громкость, равную с данным звуком. Ее иногда выражают формулой, аналогичной формуле (2.1).

$$H = 10 \lg (I_s/I_0), \quad (2.2)$$

где I_0 — интенсивность звука частоты 1000 Гц, равного по громкости рассматриваемому.

Чтобы уровень интенсивности не путать с уровнем громкости, для обозначения H ввели единицу измерения *фон*. На частоте 1000 Гц количественные оценки в фонах и децибелах совпадают.

Так, при частоте 1000 Гц и уровне интенсивности синусоидального звука $N=30$ дБ уровень громкости $H=30$ *фон* (см. рис. 18). Но на частоте 100 Гц при уровне интенсивности 30 дБ звука мы не услышим. Чтобы при 100 Гц получить уровень громкости 30 *фон*, необходимо уровень интенсивности звука увеличить до 60 дБ.

По мере повышения интенсивности звука, как следует из рис. 18, кривые равной громкости спрямляются. Из этого следует важный практический вывод: чтобы при увеличении громкости сохранить естественным тембр звучания музыкальных инструментов и речи, необходимо внести соответствующую коррекцию в канал звукового тракта воспроизводящих систем. Для этого на практике в ряде случаев применяют так называемые компенсированные регуляторы громкости, осуществляющие подъем частотной характеристики тракта на низких частотах с уменьшением громкости звука.

Кривые равных уровней громкости не выражают пропорциональной зависимости субъективного восприятия громкости звука от уровня громкости. Исследования Флетчера, Стефенсона, Цвикаера и др. показали, что громкость звука увеличивается не пропорционально увеличению уровня громкости. Например, чтобы слушатель ощутил удвоение громкости при малых интенсивностях звука, требуется меньший прирост интенсивности, чем при звуках большой интенсивности.

На практике же большей частью бывает необходимо оценить не уровень громкости (в *фонах*), а другую относительную величину, показывающую, во сколько раз данный звук громче другого. Эту величину называли **относительной громкостью**, или для краткости — просто громкостью. Для обозначения этой величины принята единица измерения *сон*. Громкость звука в 1 *сон* соответствует уровню громкости синусоидального звука 40 *фон*. Субъективному

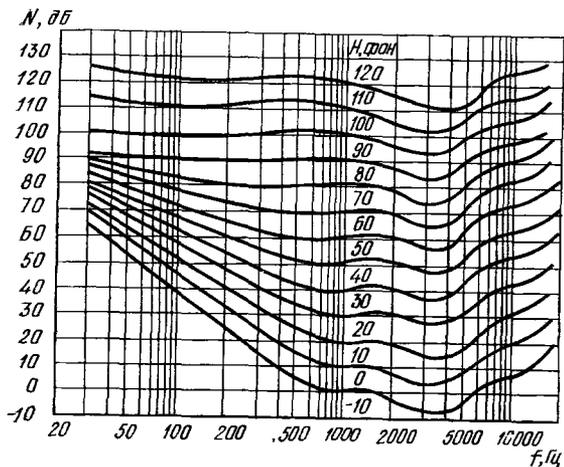


Рис. 18. Кривые равных уровней громкости по Флетчеру и Мансону

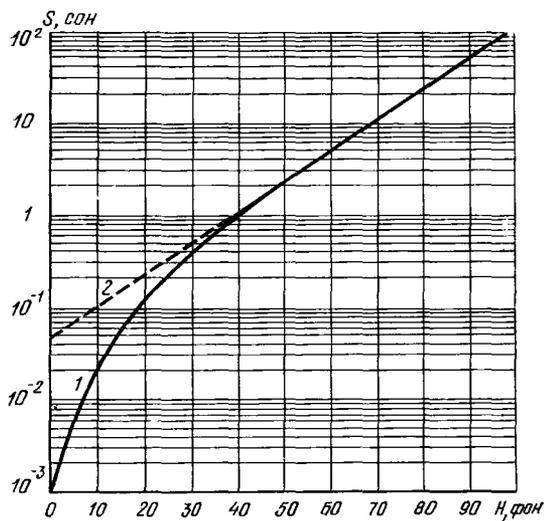


Рис. 19. Зависимость относительной громкости звука от уровня громкости: 1 — экспериментальная; 2 — расчетная

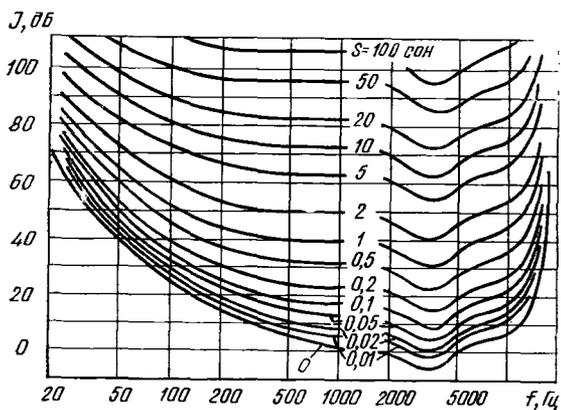


Рис. 20. Кривые равной относительной громкости

увеличению громкости в два раза соответствует увеличение ее на 1 *сон.*

Для расчета громкости синусоидального звука любой частоты была предложена экспериментальная кривая 1 (рис. 19), выражающая зависимость громкости звука от уровня громкости. Кроме этой кривой, для расчета громкости в соответствии с международным соглашением принята эмпирическая формула

$$S = 2^{\frac{H-40}{10}} \quad (2.3)$$

Прямая 2 (см. рис. 19) получена из формулы (2.3). Заметное расхождение экспериментальной и расчетной зависимостей имеет-ся при уровне громкости менее 30 *фон.* Поэтому для случаев уровня громкости синусоидальных звуков менее 30 *фон* громкость звука следует рассчитывать по экспериментальной кривой. Практически для расчета громкости удобно пользоваться кривыми равной относительной громкости (рис. 20), аналогичными кривым равных уровней громкости (см. рис. 18).

Кривые равной относительной громкости выражают зависимость громкости звука (в *сонах*) от частоты. Однако их применение ограничивается случаями определения громкости одиночных синусоидальных звуков.

В музыкальной практике получила распространение следующая система обозначения громкости звука:

ppp — пиано-пианиссимо (совсем тихо),
pp — пианиссимо (очень тихо),
p — пиано (тихо),
mp — меццо-пиано (умеренно тихо),
mf — меццо-форте (умеренно громко),
f — форте (громко),
ff — фортиссимо (очень громко),
fff — форте-фортиссимо (совсем громко).

Каждая такая степень соответствует увеличению уровня громкости примерно на 9—12 *фон*, а весь динамический диапазон уровней громкости составляет 70—80 *фон*. Точного изменения уровня громкости при переходе с одной ступени на другую указать нельзя, так как такая градация зависит от субъективностей музыкантов, условий окружающей среды, уровня проникающего шума и т. д.

И. Д. Симоновым были проведены исследования динамических диапазонов уровней интенсивности звуков у солистов и ансамблей в Большом зале Московской государственной консерватории [7]. Оказалось, что наибольший динамический диапазон интенсивностей у певцов И. С. Козловского составляет 34 дБ, а у М. Д. Михайлова 29 дБ.

Из пианистов наибольший динамический диапазон интенсивностей звука продемонстрировал Г. Г. Нейгауз. Такой же диапазон звуков был зарегистрирован у Государственного симфонического оркестра СССР. Незначительным (30 дБ) оказался диапазон ор-

гана у исполнителя А. Ф. Гедике. Самый малый диапазон интенсивностей звуков продемонстрировал А. М. Иванов-Крамской при игре на гитаре (14 дБ) и большим оказался динамический диапазон, продемонстрированный в сольных концертах Д. Ф. Ойстрахом и Б. Фихтенгольцем (34 дБ).

В результате обработки нотного и фактического материала, полученного при замерах интенсивностей звуков, И. Д. Симонов составил ориентировочную таблицу уровней интенсивности, соответствующих субъективным ступеням громкости для Большого зала консерватории при стопроцентном его заполнении: *ppp* — 30 дБ; *pp* — 40 дБ; *p* — 50 дБ; *mp* — 60 дБ; *mf* — 70 дБ; *f* — 80 дБ; *ff* — 90 дБ; *fff* — 100 дБ.

§ 2. КРИТИЧЕСКИЕ ПОЛОСЫ СЛУХА

До сих пор предполагалось, что мы имеем дело с синусоидальными звуками, или так называемыми чистыми тонами. Однако в музыкальной практике чистые тоны встречаются весьма редко.

Процесс же субъективного восприятия звуков, состоящих из нескольких компонентов, усложняется из-за нелинейности кривых равной громкости, маскирующего воздействия звуков, неравномерной чувствительности уха к приросту громкости при различных уровнях громкости и наличия других особенностей слуха.

Экспериментально было установлено, что для слуха существуют некоторые частотные полосы или группы, называемые также

Таблица 3. Средние частоты и ширина полос частотных групп

Номера частотных групп	$f_{\text{ср}}$, Гц	$\Delta f_{\text{кр}}$, Гц	$f_{\text{н}}$, Гц	Номера частотных групп	$f_{\text{ср}}$, Гц	$\Delta f_{\text{кр}}$, Гц	$f_{\text{н}}$, Гц
1	50	80	20	13	1850	280	1720
2	150	100	100	14	2150	320	2000
3	250	100	200	15	2500	380	2320
4	350	100	300	16	2900	450	2700
5	450	110	400	17	3400	550	3150
6	570	120	510	18	4000	700	3700
7	700	140	630	19	4800	900	4400
8	840	150	770	20	5800	1100	5300
9	1000	160	920	21	7000	1300	6400
10	1170	190	1080	22	8500	1800	7700
11	1370	210	1270	23	10500	2500	9500
12	1600	240	1480	24	13500	3500	12000

критическими полосами слуха, внутри которых слух как бы суммирует интенсивности компонентов звука

$$N = 10 \lg \sum_1^n I_{\text{к}} / I_{0 \text{ ср}}, \quad (2.4)$$

где $I_{\text{к}}$ — интенсивность тонов сложного звука; $I_{0 \text{ ср}}$ — интенсивность у порога слышимости для средней частоты критической полосы слуха.

По найденному значению уровня интенсивности N находят с помощью кривых (см. рис. 18) уровень громкости H , после чего в соответствии с рис. 19 определяют громкость сложного звука, лежащего в одной критической полосе слуха.

Связь между средней частотой $f_{\text{ср}}$ для данной критической полосы и ее шириной $\Delta f_{\text{кр}}$ видна на рис. 21. Таких полос экспериментально определено 24 (табл. 3). Примыкая друг к другу, они не образуют разрыва в области слышимых частот. В то же время границы полос весьма условны. Средняя частота полосы $f_{\text{ср}}$ может принимать любые значения. В этом смысле разделение области слышимых звуков на полосы является произвольным.

Разбиение воспринимаемой слухом области частот на критические полосы слуха (табл. 3) подчеркивает его физиологические и субъективные свойства восприятия слухом высоты звука.

Выражение (2.4) справедливо при условии, что частоты не образуют ощутимых на слух биений, т. е. при разности тонов сложного звука более чем 10 Гц. Тогда в соответствии с этим выражением для двух тонов равной интенсивности общий уровень интенсивности возрастает на величину:

$$\Delta N = 10 \lg(I_1 + I_2)/I_{\text{оср}} - 10 \lg I_1/I_{\text{оср}} = 10 \lg 2 = 3 \text{ дБ.}$$

Дальше по кривым равных уровней громкости (см. рис. 18) можно найти уровень громкости, на который возрастет полученная в результате громкость звука.

При возникновении биений интенсивность будет то возрастать, то уменьшаться, и уровень громкости может быть найден в отдельные моменты путем отыскания его для суммарной интенсивности, в другие моменты — для разностной, т. е. в этом случае будет сказываться то сложение тонов (когда колебания совпадают по фазе), то их вычитание (когда колебания противофазны).

Если биения образованы двумя равными по амплитуде тонами, при совпадении их по фазе интенсивность возрастает пропорционально квадрату звуковых давлений, т. е. в 4 раза. Уровень интенсивности возрастает при этом на величину

$$\Delta N = 20 \lg(p_1 + p_2)/p_0 - 20 \lg p_1/p_0 = 20 \lg 2 = 6 \text{ дБ.}$$

Для частоты 1000 Гц уровень громкости в данном случае возрастет на 6 *фон*; при более низких частотах, где кривые равных уровней громкости идут плотнее, эта величина будет еще больше.

При изменении фаз двух близких по частоте и равных по интенсивности звуков на противоположные суммарная интенсивность звука будет равна нулю.

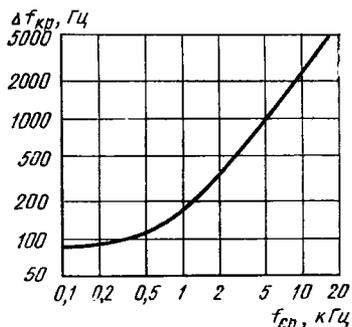


Рис. 21. Зависимость критической полосы слуха от средней для данной полосы частоты

Когда сложные звуки отличаются более чем на одну критическую полосу и отсутствует так называемый маскирующий эффект, ухо человека суммирует уже не интенсивность, а громкость звуков этих полос. Для определения общего уровня громкости в этом случае нужно по значениям уровней громкости отдельных тонов (они лежат в разных критических полосах) и кривой I (см. рис. 19) или из выражения (2.3) найти громкости звуков S_1, S_2 и т. д. и по суммарной громкости $S_{\text{общ}} = S_1 + S_2 + \dots + S_n$ найти с помощью этой же кривой общий уровень громкости H .

Для отыскания этого уровня можно также воспользоваться соотношением (2.3). В этом случае

$$S_{\text{общ}} = \sum_1^n S_i; \quad (2.5)$$

$$H_{\text{общ}} = 33 \lg S_{\text{общ}} + 40. \quad (2.6)$$

§ 3. МАСКИРОВКА ЗВУКОВ

Маскировка играет существенную роль не только при определении громкости сложных звуков, но при восприятии тембров музыкальных инструментов.

Явление маскировки заключается в повышении порога слышимости тонов при наличии посторонних, так называемых маскирующих звуков. На рис. 22, *а* показаны кривые порогов слышимости тонов при маскировке белым шумом различной интенсивности. Из рисунка следует, что при воздействии на слушателя белым шумом с уровнем интенсивности, например, 25 дБ, тон частотой 1000 Гц и при уровне интенсивности 40 дБ уже слышен не будет.

При маскировке звука узкополосным шумом шириной в одну частотную группу (160 Гц) со средней частотой 1000 Гц и различной интенсивностью кривые порога слышимости тона будут иметь следующий вид (рис. 22, *б*). Пять кривых, полученных при уровнях интенсивностей 20, 40, 60, 80 и 100 дБ, имеют четко выраженный максимум на средней частоте полосы шума и в точках максимумов достигают уровней, лежащих на 4 дБ ниже соответствующих уровней шума. Последнее объясняется, с одной стороны, неравномерностью интенсивности узкополосного шума и, с другой, — способностью слуха выделять из шума чистый тон. Следует также обратить внимание на то, что при большой интенсивности шума спад кривых в сторону высоких частот более пологий, чем в сторону низких. Такое положение приводит к значительной маскировке более высоких тонов по сравнению с низкими.

Кривые порога слышимости тона при маскировке чистым тоном частотой 1000 Гц с уровнем интенсивности 30, 50, 70 и 90 дБ приведены на рис. 22, *в*, из которого видно, что уровень интенсивности исследуемого тона, чтобы быть услышанным, должен повыситься на 20 дБ при уровне маскирующего тона 30 дБ и уже на 60 дБ при уровне маскирующего тона 90 дБ.

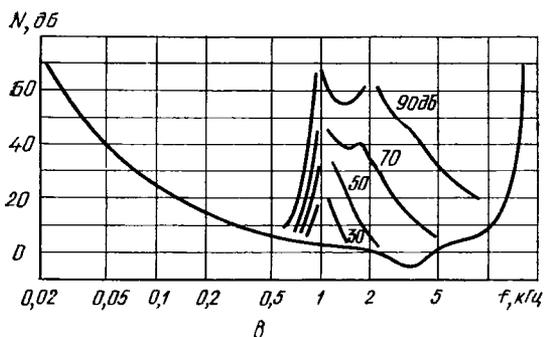
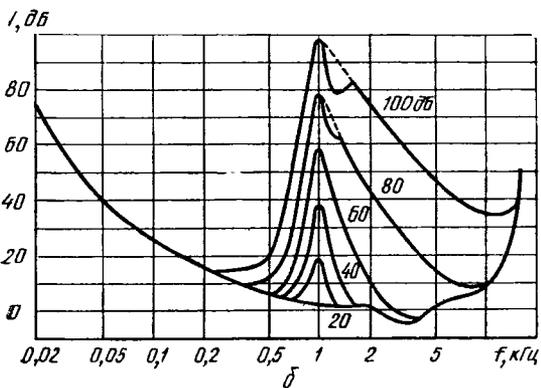
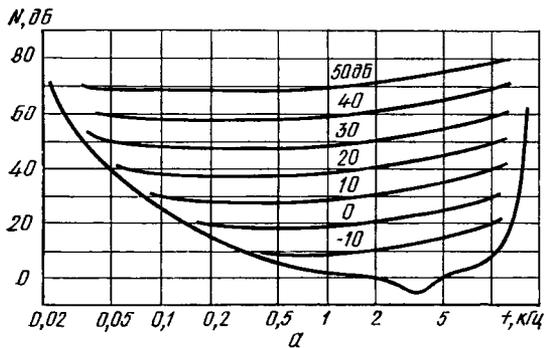


Рис. 22. Кривые порогов слышимости:

а — при маскировке белым шумом различной интенсивности; б — при маскировке узкополосным шумом; в — при маскировке чистым тоном частотой 1000 Гц и различных уровнях интенсивности

Анализ кривых порогов слышимости при маскировке звуков позволяет сделать заключение, что маскирующему воздействию подвержены в основном тона низких уровней интенсивности, частоты которых лежат выше частот маскирующих звуков. Тоны, частоты которых лежат ниже частот маскирующих звуков, практически не маскируются. На основе этих выводов Цвикер и Фельдкеллер сделали предположение, что из-за маскирующего воздействия низких звуков в смешанных хорах мужских голосов меньше, чем женских, а в симфонических оркестрах виолончелей намного меньше, чем скрипок. Очевидно, в данном случае действительно сказываются субъективные особенности слуха маскировать высокие тона.

§ 4. ВЫСОТНОЕ ВОСПРИЯТИЕ МУЗЫКАЛЬНЫХ ЗВУКОВ

Аналогично тому, как объективной характеристике звука — интенсивности соответствует субъективная характеристика — громкость, так и объективной характеристике — частоте звука соответствует субъективная характеристика — высота тона.

У физика частота и высота звука — адекватные понятия. Музыкант под высотой звуков подразумевает их расположение в определенной нотной системе. Поэтому, говоря о высоте звуков или тонов, музыкант имеет в виду только слышимые звуки.

Для музыкальных звуков характерно наличие периода колебаний и, как правило, большого количества обертонов. Высота звука определяется частотой основной гармоник. У отдельных музыкальных звуков может быть зарегистрировано до 16 гармоник (например, у звуков фортепиано).

Весь диапазон музыкальных звуков музыканты делят на октавы, которые в свою очередь подразделяются на 12 полутонов (рис. 23).

Разбиение диапазона музыкальных звуков в октавах, приведенное в табл. 4, соответствует современному двенадцатизвуковому равномерно-темперированному строю. Такой строй является общепринятым для европейской музыкальной школы. Удобство его заключается в равномерном разбиении октав на полутоны и незначительном расхождении звуковых интервалов с интервалами натурального звукоряда, т. е. такими, которые строятся на простых отношениях частот гармоник звуков в интервалах (рис. 24).

Равномерно-темперированный строй позволяет транспонировать музыкальные произведения из одной тональности в другую, не изменяя отношения частот в интервалах. Некоторое отличие отношений гармоник звуков (частичных тонов) от их отношений в натуральном звукоряде и равномерно-темперированном строе (табл. 5) на слух практически не ощущается.

Отметим некоторые свойства звуков равномерно-темперированного строя.

Повысить или понизить тон на октаву — значит увеличить или уменьшить его частоту вдвое. Изменить частоту на n октав — зна-

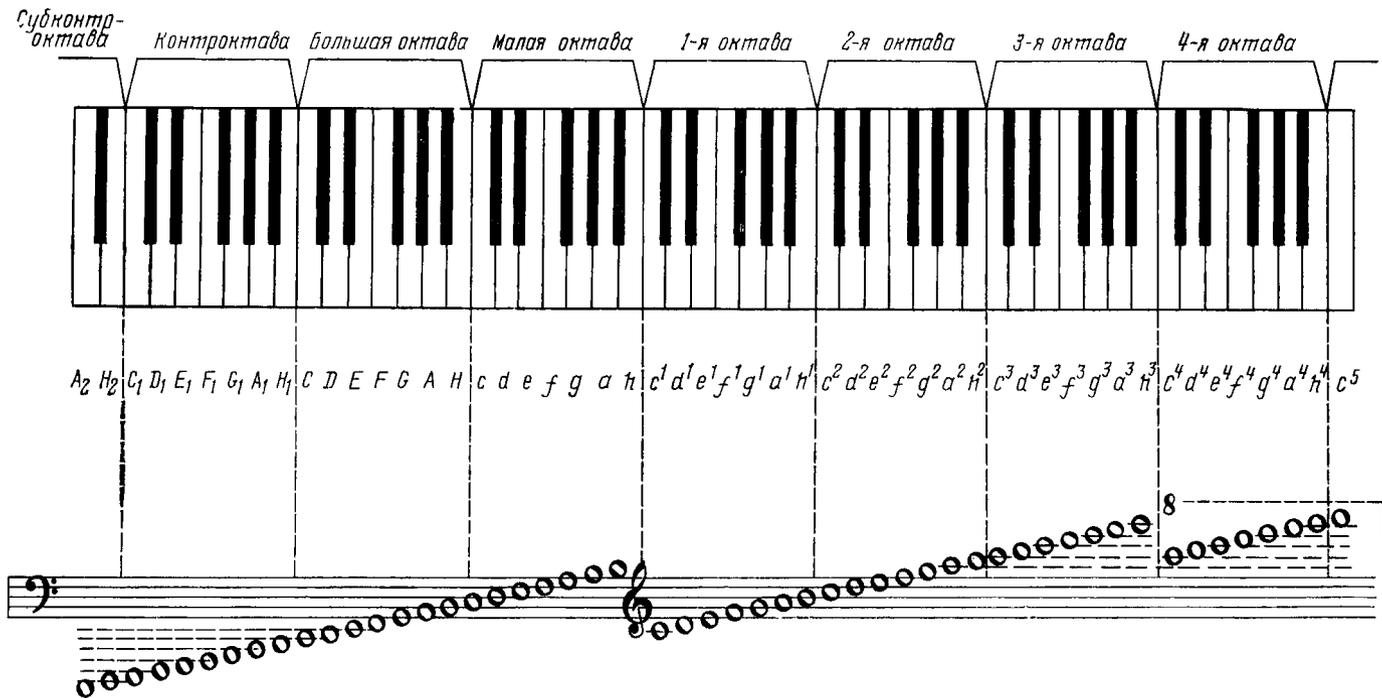


Рис. 23. Клавиатура современной двенадцатиступенной равномерно-темперированной шкалы звуков и их буквенные и нотные обозначения

82 Таблица 4. Шкала частот полутонов двенадцатизвукового равномерно-темперированного строя

Название полутонов	Субконтроктава		Контроктава		Большая октава		Малая октава		Первая октава		Вторая октава		Третья октава	
	Буквенное обозначение	Частота, Гц												
<i>До</i>	C_2	16,35	C_1	32,70	C	65,41	c	130,82	c^1	261,63	c^2	523,25	c^3	1046,5
<i>До-диез (ре-бемоль)</i>	Cis_2	17,32	Cis_1	34,65	Cis	69,30	cis	138,59	cis^1	277,18	cis^2	554,36	cis^3	1108,7
<i>Ре</i>	D_2	18,35	D_1	36,95	D	73,91	d	147,83	d^1	293,66	d^2	587,32	d^3	1174,6
<i>Ре-диез (ми-бемоль)</i>	Dis_2	19,42	Dis_1	38,88	Dis	77,78	dis	155,56	dis^1	311,13	dis^2	622,26	dis^3	1244,5
<i>Ми</i>	E_2	20,61	E_1	41,21	E	82,41	e	164,81	e^1	329,63	e^2	659,26	e^3	1318,5
<i>Фа</i>	F_2	21,82	F_1	43,65	F	87,31	f	174,62	f^1	349,23	f^2	698,46	f^3	1396,9
<i>Фа-диез (соль-бемоль)</i>	Fis_2	23,12	Fis_1	46,25	Fis	92,50	fis	185,00	fis^1	369,99	fis^2	739,98	fis^3	1480,0
<i>Соль</i>	G_2	24,50	G_1	49,00	G	98,00	g	196,00	g^1	392,00	g^2	784,00	g^3	1568,0
<i>Соль-диез (ля-бемоль)</i>	Gis_2	25,95	Gis_1	51,90	Gis	103,80	gis	207,60	gis^1	415,30	gis^2	830,60	gis^3	1661,2
<i>Ля</i>	A_2	27,50	A_1	55,00	A	110,00	a	220,00	a^1	440,00	a^2	880,00	a^3	1760,0
<i>Ля-диез (си-бемоль)</i>	B_2	29,13	B_1	58,26	B	116,54	b	233,08	b^1	466,16	b^2	932,32	b^3	1864,6
<i>Си</i>	H_2	30,87	H_1	61,74	H	123,48	h	246,96	h^1	493,88	h^2	987,75	h^3	1975,5

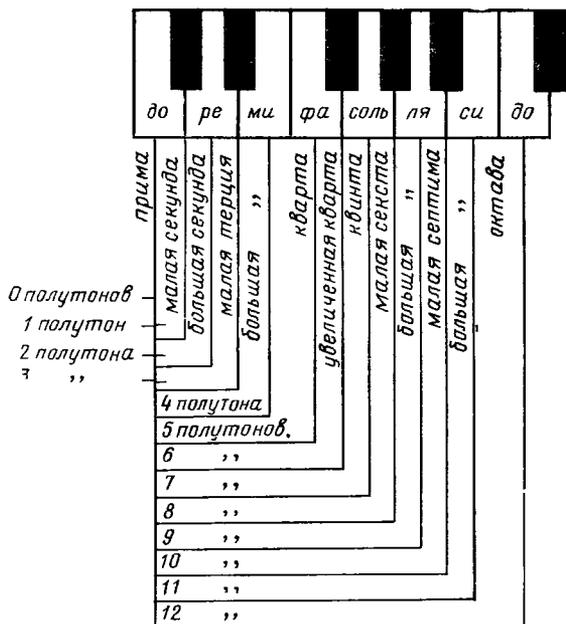


Рис. 24. Основные интервалы октавы

чит получить отношение верхней $f_{\text{в}}$ и нижней $f_{\text{н}}$ частот, равное 2^n , т. е. $f_{\text{в}}/f_{\text{н}} = 2^n$. Логарифмируя это выражение, получим

$$n = \log_2(f_{\text{в}}/f_{\text{н}}). \quad (2.7)$$

Таким образом, выражение высоты тона в октавах пропорционально логарифму отношения частот.

Зная отношения частот $f_{\text{в}}$ и $f_{\text{н}}$, можно всегда найти соответствующее количество октав.

Если выразить октаву в полутонах, то количество полутонов S_n по отношению частот $f_{\text{в}}$ и $f_{\text{н}}$ можно получить, полагая $f_{\text{в}}/f_{\text{н}} = 2^{S/12}$. Тогда

$$S_n = 12 \log_2(f_{\text{в}}/f_{\text{н}}). \quad (2.8)$$

Для одного полутона $f_{\text{в}}/f_{\text{н}} = 2^{1/12}$. Следовательно, интервальный коэффициент между двумя соседними полутонами будет

$$k = 2^{1/12} \approx 1,0594631. \quad (2.9)$$

При более точном определении высоты тона в музыкальной практике принято интервал между двумя полутонами условно делить на 100 равных (в масштабе высоты) частей, называемых центами. Следовательно, интервал в центах можем получить из выражения

$$c = 1200 \log_2(f_{\text{в}}/f_{\text{н}}). \quad (2.10)$$

Таблица 5. Отклонение частот равномерно-темперированного строя от частот натурального звукоряда

Гармоники натурального звукоряда	Частоты гармоник, Гц	Ближайшие тоны равномерно-темперированного строя	Частота тонов, Гц	Отклонение частот равномерно-темперированного строя от частот натурального звукоряда, Гц	Расхождение, %
1	55	A_1	55	0	0
2	110	A	110	0	0
3	165	e	164,81	-0,19	0,115
4	220	a	220	0	0
5	275	cis^1	277,18	+1,82	0,662
6	330	e^1	329,63	-0,37	0,112
7	385	g^1	392	+7	1,820
8	440	a^1	440	0	0
9	495	h^1	493,88	-4,12	0,226
10	550	cis^2	554,37	+4,37	0,795
11	605	dis^2	622,25	+17,75	2,935
12	660	e^2	659,26	-0,74	0,112
13	715	f^2	698,46	-16,54	2,320
14	770	g^2	783,99	+13,99	1,820
15	825	gis^2	830,61	+5,61	0,680
16	880	a^2	880	0	0
17	935	b^2	932,33	-2,67	0,286
18	990	h^2	987,77	-2,23	0,226
19	1045	c^3	1046,50	+1,50	0,147
20	1100	cis^3	1108,73	+8,73	0,793
21	1155	d^3	1174,66	+19,66	1,700
22	1210	dis^3	1244,51	+34,51	2,850
23	1265	dis^3	1244,51	-20,49	1,620
24	1320	e^3	1318,51	-1,49	0,113
25	1375	f^3	1396,91	+21,91	1,159
26	1430	f^3	1396,91	-33,09	2,380
27	1485	fis^3	1479,98	-5,02	0,338
28	1540	g^3	1567,98	+27,02	1,815
29	1595	g^3	1567,98	-27,02	1,760
30	1650	gis^3	1661,22	+11,22	0,681
31	1705	gis^3	1661,22	-33,78	1,980
32	1760	a^3	1760	0	0

Выражение высоты тона через логарифм отношения частот называется **гармонической высотой** тона или **относительной частотой**.

При нотной записи звука принимается гармоническая высота тонов.

Исследования показали [2; 3], что субъективное ощущение удвоения высоты тона совпадает с фактическим удвоением частоты только при частотах ниже 500 Гц. При более высоких частотах удвоение высоты отстает от удвоения частоты. Так, изменение частоты в 20 раз (от 500 до 10 000 Гц) субъективно воспринимается как увеличение высоты в 4,8 раза. Такие результаты получены многими исследователями путем тщательной проверки на большом

числе слушателей, которым предлагалось самостоятельно производить удвоение высоты звука. Операторы при этом фиксировали частоту звука. Полученная зависимость приведена на рис. 25.

Субъективно воспринимаемая высота тона получила название **мелодической высоты**.

Для обозначения мелодической высоты в отличие от частоты и гармонической высоты Стефенсон предложил ввести единицу измерения *мел*. Взаимосвязь между мелодической высотой и частотой звука видна из рис. 25.

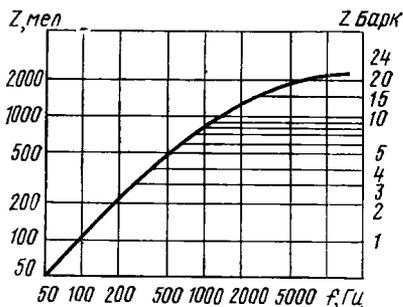


Рис. 25. Зависимость мелодической высоты тона от частоты

Тщательные исследования дали некоторую зону разброса этой взаимосвязи для отдельных слушателей.

Такие исследования позволили обнаружить интересную взаимосвязь между критической полосой слуха (см. § 2, табл. 3) и мелодической высотой. Оказалось, что каждой полосе слуха соответствует изменение высоты на 100 *мел* (это изменение иногда называют *тональной группой*). В связи с этим была введена единица измерения высоты Барк (в честь исследователя Баркгаузена) в 100 раз большая *мел* (1 Барк=100 *мел*), т. е. критическая полоса слуха равна полосе частот в 1 Барк. Следовательно, весь диапазон слышимых звуков в высотном выражении составляет 2400 *мел*, или 24 Барка.

§ 5. ПОРОГИ АМПЛИТУДНОЙ РАЗЛИЧИМОСТИ МУЗЫКАЛЬНЫХ ЗВУКОВ

Способность слуха воспринимать малейшие амплитудные изменения музыкального звука необходимо учитывать прежде всего при разработке устройств амплитудного вибрато и тремоло для ЭМИ при учете влияния биений, возникающих при синтезе сигналов в формирователях тембра в процессе разработки регуляторов громкости и т. д. Опыт конструирования ЭМИ показал, что в одних случаях биения оживляют звук, в других придают ему неприятный оттенок, в третьих — остаются незамеченными.

Рассмотрим вопрос модуляции звукового сигнала синусоидальным тоном.

Э. Цвикер и Р. Фельдкеллер [2] модулировали частоту 1000 Гц тоном частотой от 1 до 200 Гц и при этом определяли минимальный коэффициент (глубину) модуляции $m = \Delta p_m / p_m$, при которой модуляция воспринимается на слух (p_m — амплитуда звукового давления, Δp_m — максимальное изменение амплитуды с частотой модуляции). В результате ими были получены зависимости коэффициента минимальной ощутимой модуляции от частоты и уров-

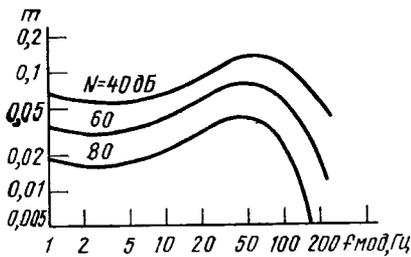


Рис. 26. Зависимость коэффициента минимально ощутимой модуляции тона 1000 Гц от частоты модуляции и уровня интенсивности тона

ких частотах вибрато приобретает своеобразную тембровую окраску, украшающую и оживляющую звук. При частотах 15—50 Гц амплитудное вибрато звучит неприятно и прослушивается как шероховатость тона (по выражению Цвикера и Фельдкеллера). При частотах более 50 Гц начинают прослушиваться боковые составляющие тона (гл. I, § 5), которые в этом случае уже отстоят достаточно далеко от частоты 1000 Гц. Коэффициент воспринимаемой слухом амплитудной модуляции уменьшается с увеличением уровня интенсивности звука, причем эта тенденция сохраняется практически во всей области слышимых частот.

Кривые порога слышимости амплитудной модуляции в области слышимых частот при частоте модуляции 4 Гц приведены на рис. 27. Изменение уровня интенсивности тона 1000 Гц от 10 до 75 дБ приводит к изменению коэффициента модуляции в 10 раз. При частоте 100 Гц те же изменения коэффициента модуляции происходят при изменении уровня интенсивности от 35 до 90 дБ.

Эти значения относятся к минимально ощутимой величине амплитудной вибрации. Глубина модуляции может увеличиваться до значительной величины, т. е. до значения коэффициента модуляции $m=1$. При дальнейшем увеличении модуляции (перемодуляции) будут слышны неприятные искажения звука. На практике коэффициент амплитудной модуляции редко превышает 0,5, хотя при исполнении эстрадной музыки могут возникать ситуации, когда

интенсивности тона 1000 Гц (рис. 26). Из рисунка следует, что слух наиболее чувствителен к амплитудной модуляции при частоте 2—8 Гц, причем экстремум наступает примерно при 4 Гц. При более высоких частотах чувствительность слуха понижается (коэффициент модуляции растет), но при частотах модуляции более 70 Гц чувствительность снова повышается.

Наиболее естественная музыкальная частота модуляции составляет 4—8 Гц (частота вибрато музыкальных звуков). При та-

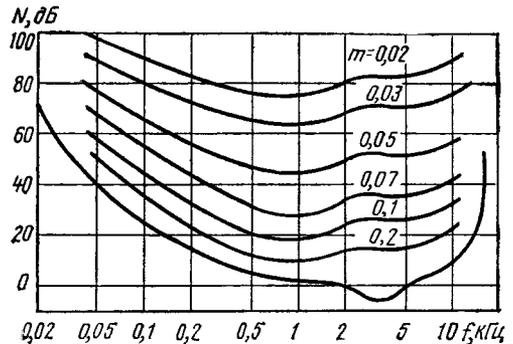


Рис. 27. Кривые порога слышимости амплитудной модуляции при частоте модуляции 4 Гц

коэффициент модуляции в отдельные моменты может быть 0,7—0,8 (например, при тремоло), причем не возникает неприятных ощущений провалов звука.

§ 6. ПОРОГИ ЧАСТОТНОЙ РАЗЛИЧИМОСТИ МУЗЫКАЛЬНЫХ ЗВУКОВ

Минимально осязаемое изменение частоты музыкальных звуков необходимо учитывать при настройке музыкальных инструментов с фиксированным строем (фортепиано, орган, гитара, саксофон и т. д.), а также при разработке устройств частотного (и фазового) вибрато и генераторной основы ЭМИ.

Субъективные особенности слуха, проявляющиеся при восприятии изменения частоты (и высоты) звуков, исследовали Э. Цвикер и Р. Фельдкеллер [2], Н. А. Гарбузов [4, 5, 6] и др.

При малых уровнях интенсивности чувствительность слуха к изменению частоты синусоидальных звуков меньше, чем при больших. Слышимость изменений модулируемого тона зависит также от частоты этого тона и модулирующей частоты. С ростом частоты тона f дифференциальный порог различимости изменения частоты $\Delta f/f$ становится малозависимым от частоты тона (рис. 28).

При увеличении частоты модулирующего сигнала f_m чувствительность слуха сначала несколько повышается, достигая при частоте около 4 Гц максимального значения, и затем снова падает.

Аналогичную картину мы наблюдали при рассмотрении пороговых значений амплитудной модуляции (см. § 5, рис. 26).

При частоте модуляции менее 4 Гц слух в большинстве случаев воспринимает частотную (а равно и фазовую) модуляцию как качание звука. Начиная примерно с 5 до 8 Гц частотная модуляция воспринимается как красивое музыкальное вибрато. Такое вибрато придает звуку оттенок, в связи с которым звук ЭМИ иногда называют космическим. При частоте модуляции 10—13 Гц звук приобретает некоторое подобие тремоло. Дальнейшее повышение модулирующей частоты придает звуку шероховатость, хриплость. При этом разницы в восприятии амплитудной и частотной модуляции практически не существует, если, естественно, индекс частотной модуляции λ численно равен коэффициенту амплитудной модуляции m и при этом λ и m меньше единицы.

При большей частоте тона ощущение шероховатости наступает при больших частотах модуляции.

Модуляция перестает восприниматься и начи-

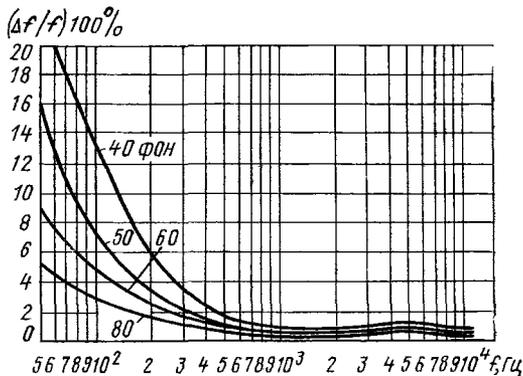


Рис. 28. Зависимость порогов ощущения девиации частоты $\Delta f/f$ от частоты f при частоте модуляции $f_m=4$ Гц

нают прослушиваться боковые частоты модулированного тона, когда последние образуют частотный интервал Δf , выходящий за пределы критической полосы слуха, т. е. в случае, когда

$$\Delta f > 0,5\Delta f_{кр}, \quad (2.11)$$

мы воспринимаем модулированные колебания уже как сложный звук, содержащий несколько простых тонов.

§ 7. ВОСПРИЯТИЕ МУЗЫКАЛЬНЫХ ИНТЕРВАЛОВ И СЛОЖНЫХ ЗВУКОВ

Под сложным звуком подразумевается звук, в состав которого входит более одной гармонике (более одного чистого тона). Такие звуки, как правило, характеризуются достаточно четко выраженным периодом колебаний, линейчатым спектром, а также громкостью, высотой и тембром. Почти все музыкальные звуки или их комбинации, в том числе музыкальные созвучия, в нашем понимании являются сложными звуками.

Восприятие слухом сложных звуков и музыкальных интервалов определяет отношение слушателей как к музыке, так и к музыкальному инструменту, на котором она исполняется. Поэтому исследованиям восприятия музыкальных интервалов и сложных звуков (в частности, музыкальных созвучий) уделяли большое внимание Н. А. Гарбузов [4], Гельмгольц [8], Тейлор [9] и др.

Восприятие музыкальных интервалов квалифицированными музыкантами в Московской государственной консерватории исследовал Н. А. Гарбузов. Для получения музыкальных интервалов он использовал электрические генераторы. Он установил, что квалифицированные музыканты определяют интервалы 1-й октавы с точностью примерно 60 центов.

Опыты по восприятию унисона* также обнаружили зоны звуков, в пределах которых они распознаются как унисон (табл. 6) [4]. Эти зоны в зависимости от октавы составляют 6—10 Гц, причем наименьшая зона обнаружена в 1-й октаве.

Вероятно, большая распознаваемость унисона в 1-й октаве связана с большей натренированностью слуха к восприятию звуков этой октавы в связи с их большей употребительностью.

В связи с тем, что слух воспринимает не одну частоту, а полосу (зону) частот, внутри которой звуки ощущаются совпадающими по высоте, унисон подразделяют на **физический** и **физиологический**. Под первым подразумевают точное совпадение частот двух или нескольких звуков, под вторым — положение двух или нескольких звуков в одной звуковысотной зоне. И физический, и физиологический унисоны воспринимаются как один звук определенной высоты. При слуховом восприятии физиологический унисон по сравнению с физическим имеет более приятную тембровую окраску

* Унисоном музыканты называют созвучие, состоящее из двух или нескольких звуков, воспринимаемых слухом как звуки одной высоты.

Таблица 6. Значения зон слуха для различных октав, внутри которых звуки распознаются как унисон

Октавы	Частота тона, Гц	Зоны слуха, в пределах которых звуки распознаются как унисон	
		цент	Гц
Большая	90	200	10
Малая	150	100	7
1-я	400	30	6
2-я	800	20	7
3-я	1200	15	9

и сопровождается присутствием биений. Физический унисон иногда встречается в инструментах с фиксированным строем, в том числе почти всегда в электроорганах. Физиологический унисон можно наблюдать также в музыкальных инструментах с фиксированным (не всегда) и нефиксированным (почти всегда) строем. Для оживления звука и украшения тембра его иногда вводят в ЭМИ. При проектировании унисонного эффекта в ЭМИ ориентиром может служить табл. 6.

Интересно отметить, что американские исследователи Метфесель и Сишоры установили зону вибрато выдающихся вокалистов Шаляпина и Карузо, согласующуюся с результатами, приведенными в табл. 6. Оказалось, что она колеблется в пределах от 40 до 160 центов, т. е. для вибрато вокалистов обнаружена также определенная зона девиации высоты звуков, которая практически соответствует зоне распознавания унисона, в чем сказываются физиологические особенности нашего слуха при восприятии динамических оттенков высоты звуков. Если изменять частоту одного из двух звуков, составляющих унисон, переходя от физического унисона к физиологическому, то будем воспринимать вначале один звук, затем звук, сопровождаемый биениями. Высота такого звука будет восприниматься как средняя высота двух звуков, если громкость их примерно одинакова. При различной громкости этих звуков может наблюдаться некоторое едва заметное колебание частоты с частотой биений, вызываемое реальными физическими процессами, рассмотренными в гл. I, § 6.

Если один из звуков унисона выключить, то услышим повышение или понижение частоты тона в зависимости от того, низкий или высокий звук выключен.

При увеличении разницы частот Δf двух звуков до значений зон слуха, приведенных в табл. 6, наступает так называемое расщепление унисона на два отдельных звука с самостоятельно воспринимаемыми высотами и с сохранением ощущения биений.

При унисоне, состоящем из более двух тонов, зона слуха в зависимости от числа тонов может быть в 2—3 раза шире (напри-

мер, при унисоне скрипок или голосов хора). Унисон при этом внутри зоны не расщепляется.

С увеличением числа биений двух звуков после расщепления унисона они становятся менее заметными. Начиная с частоты $\Delta f \approx 30$ Гц звук воспринимается как хриплый, шероховатый. С частоты $\Delta f = 0,5\Delta f_{\text{кр}}$ (см. также формулу (2.11) для случая частотной модуляции) ощущение биений исчезает и слух воспринимает сложный звук, состоящий из нескольких компонентов, степень слитности которых определяется соотношением их частот.

Рассмотрим соотношения частот между тонами основных музыкальных интервалов. Все музыкальные звуки в той или иной мере связаны между собой путем достаточно близкого совпадения нескольких или отдельных обертонов. В этом смысле музыканты называют такие звуки родственными. Степень родства звуков зависит как от количества совпадающих обертонов, так и от их близости к основному тону. Чем больше обертонов двух звуков совпадает и чем ближе частоты этих обертонов к частоте основной гармонии, тем выше степень родства звуков. Например, звуки октавы $c^1 - c^2$, которые имеют общие тоны (523,25 и 1046,5 Гц), и др., звуки квинты $c^1 - g^1$, которые имеют в равномерно-темперированном строе близкие по частоте обертоны: первый от g^1 и второй от c^1 (784 и 784,9 Гц соответственно), третий от g^1 и пятый от c^1 (1568 и 1569,8 Гц соответственно) и т. д. Звуки, образующие интервалы октавы, квинты, кварты, большой и малой терции, большой и малой сексты, обладают достаточно большой степенью родства и называются непосредственно родственными, или консонирующими (рис. 29). Звуки, образующие интервалы большой и малой секунды, большой и малой септимы, увеличенной кварты, имеют весьма незначительную степень родства и называются диссонирующими.

Консонирующие интервалы звучат благозвучно, мягко, спокойно, а диссонирующие — неприятно, жестко, напряженно, несогласованно. Если к диссонирующим интервалам присоединить дополнительный звук, например, к большой секунде $c^1 - d^1$ добавить третий звук g^1 , то степень родства увеличится и зазвучат они более мягко и слитно.

Так, в нашем случае звуки c^1 и g^1 будут иметь близкие первый обертоны для g^1 (784 Гц) и второй для c^1 (784,9 Гц) и звуки d^1 и g^1 будут иметь близкие второй обертоны от g^1 (1176 Гц) и третий от d^1 (1174,6 Гц), а созвучие $c^1 - g^1 - d^1$ зазвучит более слитно.

В этом случае родство звуков c^1 и d^1 называется опосредствованным.

Как показано в работе [10] на примере созвучий 1-й октавы, наиболее сильное и неприятное раздражение органов слуха, т. е. явление диссонанса, наступает при разнице в высоте звуков примерно в 100 центов, что в 1-й октаве составляет около 30 Гц. Разница в высотах двух звуков до 20 центов (в 1-й октаве — это около 5 Гц), а также разница более 250 центов (в 1-й октаве — это более 50 Гц) не вызывает ощущения явного диссонанса.

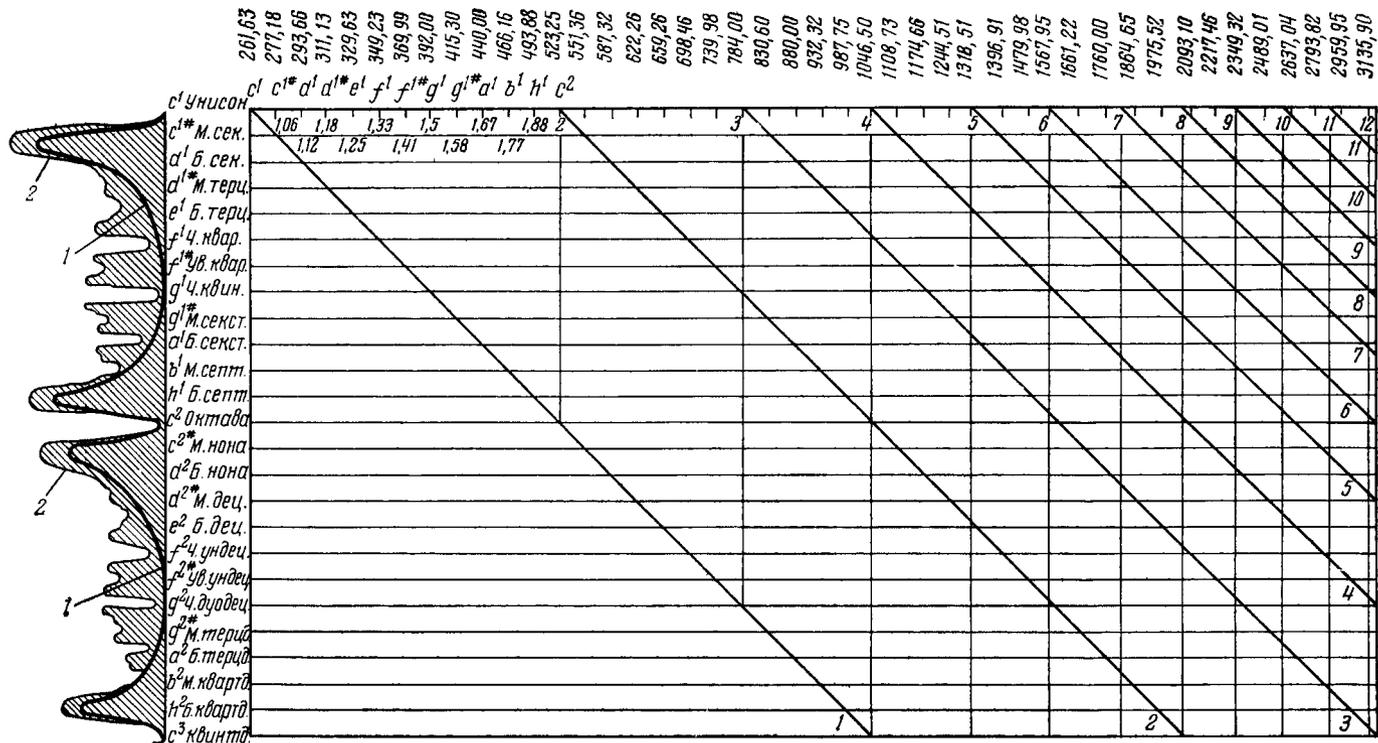


Рис. 29. Музыкальные интервалы и кривые диссонантности Гельмгольца:

1 — для сложного звука постоянной частоты и изменяющегося чистого тона; 2 — для двух сложных скрипичных звуков

На ощущение диссонантности большое влияние оказывают биения между обертонами. Так, диссонирующий интервал септимы c^1-h^1 имеет между основными тонами разницу 1100 центов (примерно 232 Гц), т. е. разницу консонирующего созвучия, а между основным тоном h^1 (494 Гц) и первым обертоном c^1 (523 Гц) — 100 центов (29 Гц), т. е. разницу диссонирующего созвучия.

В результате интервал септимы c^1-h^1 воспринимается как диссонирующий. Если этот интервал составить из чистых тонов c^1 (261,6 Гц) и h^1 (494 Гц), то диссонанс не обнаружится.

Степень диссонантности можно оценивать в соответствии с так называемыми кривыми Гельмгольца (кривые 1 и 2 на рис. 29), построенными им для 1-й октавы c^1-c^2 с целью наглядного представления влияния биений двух звуков на качественную характеристику результирующего звукового колебания [8]. При этом Гельмгольц считал, что наиболее неприятными являются биения частотой 33 Гц (это почти равно частоте ощущения хриплости, возникающей в результате биений, принятой нами $\Delta f \approx 30$ Гц).

Исходя из предположения, что звук одной из двух скрипок остается по высоте всегда неизменным, а звук другой скрипки плавно изменяется в пределах октавы, он получил упомянутую кривую 2 степени диссонантности созвучий. При построении кривых по оси абсцисс Гельмгольц откладывал музыкальные интервалы, а по оси ординат — степень диссонантности их восприятия в условном масштабе и относительных единицах измерения. Таким образом он выяснил, что наиболее неприятное впечатление создается от восприятия интервалов большой и малой секунды и большой и малой септимы, т. е. как раз тех интервалов, которые являются диссонантными. С наименьшим неприятным ощущением воспринимаются интервалы октавы, чистой квинты и чистой кварты.

Кривая 1 построена из предположения постоянства сложного звука (например, скрипки) и постепенности изменения чистого тона от c^1 до c^2 . Одновременно на рис. 29 приведена масштабная таблица интервалов в виде номограммы и частоты звуков равномерно-темперированного строя, которая дает наглядное представление об интервальных отношениях звуков и их обертонов.

В заключение следует отметить, что на восприятие диссонирующих и консонирующих созвучий оказывают влияние как структурные, высотные, громкостные соотношения частичных тонов, так и некоторые психофизические особенности их восприятия, количественные и качественные стороны которых еще недостаточно исследованы.

§ 8. КОМБИНАЦИОННЫЕ ТОНЫ

Если одновременно звучат два тона и разность их частот такова, что биения уже не ощущаются, то при их достаточной громкости ухо услышит, по крайней мере, еще один дополнительный тон, равный разности частот первых двух. Так, например, при ча-

стотах двух исходных тонов, равных 500 и 600 Гц и их достаточной громкости, ухо может различать тон частотой 100 Гц (600—500) и иногда 1100 Гц (600+500). При прекращении звучания одного из тонов частотой 500 или 600 Гц ухо перестает различать тоны частотой 100 и 1100 Гц. Ухо также может не обнаружить тоны частотой 100 и 1100 Гц, если исходные чистые тоны частотой 500 и 600 Гц будут иметь небольшую громкость. Аналогичные явления наблюдаются при других частотах исходных тонов, например 200 и 300 Гц, 1000 и 1500 Гц и т. д.

Если созвучие, состоящее из двух исходных тонов, подать на анализатор спектра, то тоны, возникающие в результате сложения или вычитания исходных тонов, не обнаружатся. Как показали исследования, причиной ощущения дополнительных тонов (в первом случае при исходных тонах частотой 500 и 600 Гц это тоны 100 и 1100 Гц) является нелинейность амплитудной характеристики слуха. Обычно такую характеристику представляют, ограничиваясь квадратичным и кубическим нелинейными членами уравнения вследствие малости последующих, т. е.

$$p_2 = \alpha_1 p_1 + \alpha_2 p_1^2 + \alpha_3 p_1^3, \quad (2.12)$$

где p_2 — звуковое давление на выходе слухового тракта; p_1 — звуковое давление, создаваемое в окружающей воздушной среде источниками звука; α_1 ; α_2 ; α_3 — постоянные коэффициенты, определяемые нелинейными свойствами слухового аппарата человека. Достаточно точные значения этих коэффициентов не установлены. Цвикер и Фельдкеллер [2] выбирают их равными: $\alpha_1=1$; $\alpha_2=0,0015$ 1/мкб; $\alpha_3=0,0005$ 1/мкб².

Как видим из уравнения, дополнительные тоны, создаваемые нелинейным элементом уха, пропорциональны постоянным коэффициентам α_2 и α_3 , величины же этих коэффициентов определяют степень нелинейности системы. Заметим, что аналогичные нелинейные процессы могут наблюдаться и в электроакустических каналах звуковых устройств. Чем больше значения коэффициентов α_2 и α_3 , тем выше степень нелинейности системы и тем больше будут амплитуды тонов, образуемых нелинейными составляющими уравнения (2.12). При $\alpha_2=\alpha_3=0$ система становится линейной и дополнительных тонов не образуется.

Посмотрим, что произойдет, если на ухо будет воздействовать звук, состоящий из двух чистых тонов:

$$p_1 = p_I \sin \omega_I t + p_{II} \sin \omega_{II} t, \quad (2.13)$$

где p_I — амплитуда звукового давления первого тона; p_{II} — амплитуда звукового давления второго тона; ω_I — круговая частота первого тона; ω_{II} — круговая частота второго тона.

В этом случае с учетом выражения (2.12) получим:

$$p_2 = \alpha_1 (p_I \sin \omega_I t + p_{II} \sin \omega_{II} t) + \alpha_2 (p_I \sin \omega_I t + p_{II} \sin \omega_{II} t)^2 + \\ + \alpha_3 (p_I \sin \omega_I t + p_{II} \sin \omega_{II} t)^3 = 0,5\alpha_2 (p_I^2 + p_{II}^2) + (\alpha_1 p_I + 0,75\alpha_3 p_I^3 + \\ + 1,5\alpha_3 p_I p_{II}^2) \sin \omega_I t + (\alpha_1 p_{II} + 0,75p_{II}^3 \alpha_3 + 1,5p_I^2 p_{II} \alpha_3) \sin \omega_{II} t -$$

$$\begin{aligned}
& - 0,5\alpha_2 p_I^2 \cos 2\omega_I t - 0,5\alpha_2 p_{II}^2 \cos 2\omega_{II} t - 0,25\alpha_3 p_I^3 \sin 3\omega_I t - \\
& - 0,25\alpha_3 p_{II}^3 \sin 3\omega_{II} t + \alpha_2 p_I p_{II} \cos (\omega_I - \omega_{II}) t - \alpha_2 p_I p_{II} \cos (\omega_I + \omega_{II}) t - \\
& - 0,75\alpha_3 p_I^2 p_{II} \sin (\omega_{II} - 2\omega_I) t - 0,75\alpha_3 p_I^2 p_{II} \sin (\omega_{II} + 2\omega_I) t - \\
& - 0,75\alpha_3 p_I p_{II}^2 \sin (\omega_I - 2\omega_{II}) t - 0,75\alpha_3 p_I p_{II}^2 \sin (\omega_I + 2\omega_{II}) t. \quad (2.14)
\end{aligned}$$

Таким образом, видим, что вследствие нелинейности слуха вместо двух простых тонов появляется еще целый ряд обертонов и тонов, образуемых в результате сложения и вычитания исходных тонов или их обертонов.

Тоны, образуемые путем сложения и вычитания исходных тонов или обертонов, называют комбинационными тонами.

Комбинационные тоны, получаемые путем вычитания исходных тонов или обертонов, называют разностными. В нашем случае это тоны с частотами $(\omega_I - \omega_{II})$; $(\omega_{II} - 2\omega_I)$ и $(\omega_I - 2\omega_{II})$.

Комбинационные тоны, образуемые путем сложения исходных тонов или их обертонов, называют суммарными. Такими тонами будут комбинационные тоны с частотами колебаний $(\omega_I + \omega_{II})$; $(\omega_{II} + 2\omega_I)$ и $(\omega_I + 2\omega_{II})$.

Вследствие малости амплитуд отдельных комбинационных тонов, особенно при небольшой громкости исходных тонов и из-за явления маскировки фактически ухо различает в основном разностные комбинационные тоны. Маскировку обертонов и комбинационных тонов для двух исходных тонов с частотами 1000 и 1500 Гц и уровнями интенсивности 100 дБ и 90 дБ можно проследить по рис. 30. Здесь все суммарные комбинационные тоны и обертоны попали в зону маскировки и, следовательно, не будут услышаны. Разностные же комбинационные тоны находятся в области слышимости.

Громкость комбинационных тонов, образуемых квадратичным нелинейным членом, пропорциональна не только коэффициенту α_2 , но и произведению амплитуд звуковых давлений исходных тонов $p_I p_{II}$. Поэтому при заданном α_2 она будет максимальной при $p_I = p_{II}$, поскольку в этом случае произведение амплитуд максимально. Соответственно это произведение определяет и скорость нарастания громкости комбинационных тонов. С ростом амплитуд звуковых давлений исходных тонов громкость комбинационных тонов, образуемых квадратичным элементом, растет значительно быстрее громкости исходных тонов. Этим объясняется большая ощутимость комбинационных тонов при большей громкости исходных звуков. Кроме того, комбинационные тоны слышатся лучше, когда они находятся в области большей чувствительности слуха (500—3000 Гц). Громкость комбинационных тонов, образуемых кубическим нелинейным членом уравнения (2.12), обычно ощущается несколько меньше вследствие малости коэффициента α_3 . Однако с ростом амплитуд звуковых давлений исходных тонов, как следует из уравнения (2.14), она растет значительно быстрее громкости остальных комбинационных тонов.

На практике процесс образования и восприятия комбинационных тонов бывает значительно сложнее рассмотренного, поскольку музыкальный звук может содержать значительно больше двух исходных звуков, каждый из которых в свою очередь содержит большое количество обертонов. Однако процесс образования комбинационных тонов происходит аналогично рассмотренному выше.

До сих пор мы рассматривали комбинационные тоны, возникающие в органе слуха человека, или, как их называют, субъективные комбинационные тоны.

Однако комбинационные тоны чаще приходится наблюдать в темб्रोобразующих и электроакустических трактах ЭМИ. Это так называемые объективные комбинационные тоны. В тех случаях, когда нелинейности в звуковых трактах ЭМИ не удается свести к достаточно малой величине (коэффициенты α_2 и α_3 сделать на порядок ниже этих коэффициентов для органа слуха человека), слышимые комбинационные тоны могут свести к нулю прочие их достоинства, поскольку эти тоны придают звуку качества, вынуждающие характеризовать его как хриплый, шероховатый, скрежещущий, визжащий и т. д. и исключаящие музыкально-эстетические достоинства звука.

Иногда субъективные комбинационные тоны удается использовать для получения субъективного тона более низкого по частоте и не могущего быть полученным электротехническим способом в силу тех или иных технических трудностей. Так, если взять два достаточно громких тона с частотами 200 и 300 Гц, то слух это созвучие воспримет как сложный звук с основной частотой 100 Гц. Такой способ получения низких тонов с помощью субъективных разностных комбинационных тонов иногда используется в дешевых электромузыкальных инструментах с усилительно-акустическими трактами невысокого качества. Так, в мелодическом инструменте ФАЭМИ этот способ использован для получения звуков басового регистра. Действительно, чистая кварта имеет интервальный коэффициент в равномерно-темперированном строе примерно $3/2$. Если возьмем квинты $a—e^1$, то получим разностный тон A ($329,63—220=109,63 \approx 110$ Гц), т. е. взяв в качестве исходных тоны *ми* первой октавы и *ля* малой октавы, услышим тон *ля* большой октавы. Это возможно, естественно, при достаточной громкости исходных тонов.

В других случаях такое явление может привести к нарушению музыкальной гармонии.

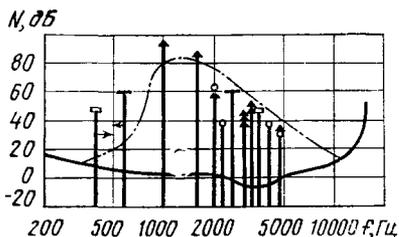


Рис. 30. Качественная картина маскировки обертонов и комбинационных тонов, получаемых в результате нелинейных искажений органом слуха человека, двух тонов с частотами 1000 и 1500 Гц и уровнями интенсивности 100 и 90 дБ

§ 9. ВОСПРИЯТИЕ ФАЗОВЫХ СООТНОШЕНИЙ ТОНОВ МУЗЫКАЛЬНЫХ ЗВУКОВ

Пусть имеется сложный звук

$$p = p_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + p_3 \sin(3\omega t + \varphi_3). \quad (2.15)$$

Как показывает опыт, на слух такой звук будет восприниматься одинаково, независимо от величины начальных фаз φ_1 , φ_3 , если эти начальные фазы во времени неизменны. Это одно из важных свойств слуха.

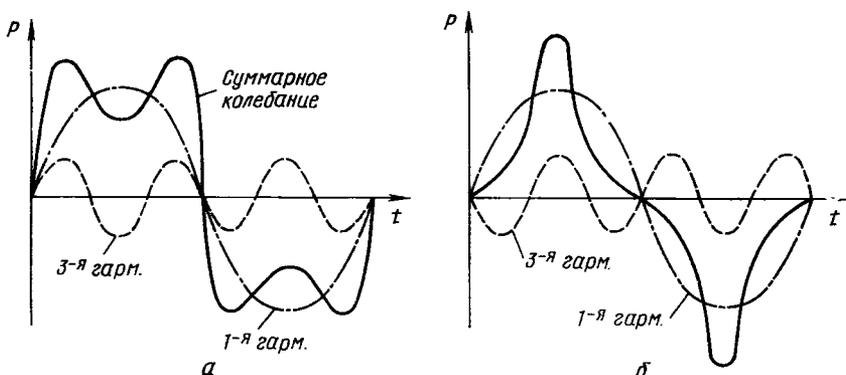


Рис. 31. Два сложных колебания, отличающихся начальными фазами третьей гармоники

Форма же звукового сигнала при этом может изменяться. Так, на рис. 31 показаны два звуковых сигнала (*а* и *б*), отличающихся лишь начальной фазой третьей гармоники φ_3 , но имеющих разные формы. Однако ухо не в состоянии заметить эту разницу и воспринимет их как абсолютно одинаковые звуки при условии, если в обоих случаях амплитуды p_1 и p_3 одинаковы.

§ 10. ВОСПРИЯТИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ И АДАПТАЦИЯ СЛУХА

Мгновенно появляющийся тон орган слуха воспринимает не мгновенно, а с некоторой задержкой. Процесс восприятия происходит с постепенным нарастанием его по закону, близкому к экспоненциальному, причем постоянная времени нарастания составляет примерно 50—100 мс (рис. 32, *а*). Кроме того, при мгновенном появлении тона мы воспринимаем нарастание его с начальным характерным щелчком. Такие щелчки могут вызывать весьма неприятное ощущение. Какой же должна быть атака звука (а равно и затухание), чтобы ее можно было воспринимать как достаточно жесткую, но при отсутствии начального (или конечного) щелчка? Исследования показали, что если тон частотой 1 кГц будет нарастать не мгновенно, а с длительностью более 7 мс, щелчки становятся вообще неслышимыми. Зависимость уровня громкости ощу-

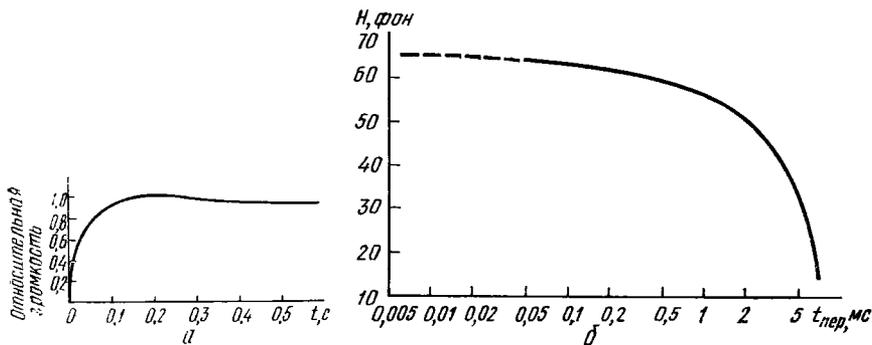


Рис. 32. Восприятие слухом процесса нарастания тона при мгновенном его появлении (а) и зависимость уровня громкости ощущаемого щелчка от длительности переходного процесса при частоте тона 1 кГц (б)

ощаемого щелчка от длительности переходного процесса при уровне громкости 60 фон тона частотой 1 кГц показана на рис. 32, б. Под длительностью переходного процесса здесь подразумевается время, равное трем постоянным времени нарастания тона τ ($t_{пер} \approx 3\tau$). Снижение громкости щелчков начинает ощущаться лишь тогда, когда длительность переходного процесса нарастания тона будет более 0,5 мс. При меньших длительностях щелчки прослушиваются весьма неприятно. Аналогичная картина наблюдается и при резком прекращении звука.

Если музыкальный звук прослушивать путем его включения на некоторое время, а затем выключения, постепенно уменьшая время, на которое звук включается, то окажется, что при достаточно малой длительности тона распознать его высоту становится сначала трудно, а затем и невозможно. Установлено [10], что минимальное время звучания для распознавания высоты звука составляет приблизительно 80 мс в контроктаве и 30 мс — в шестой октаве, причем наименьшее время распознавания 13—18 мс соответствует второй, третьей и четвертой октавам, что приблизительно соответствует области максимальной чувствительности слуха (рис. 33). Высоту звуковых импульсов, длительность которых меньше соответствующей кривой, слух практически не распознает.

Мы рассмотрели характерные свойства слуха ощущать щелчки и распознавать высоту звуковых импульсов. Остановимся еще на одном интересном свойстве слуха — способ-

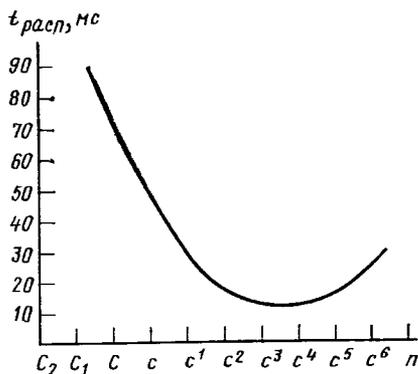


Рис. 33. Минимальное время распознавания высоты тона

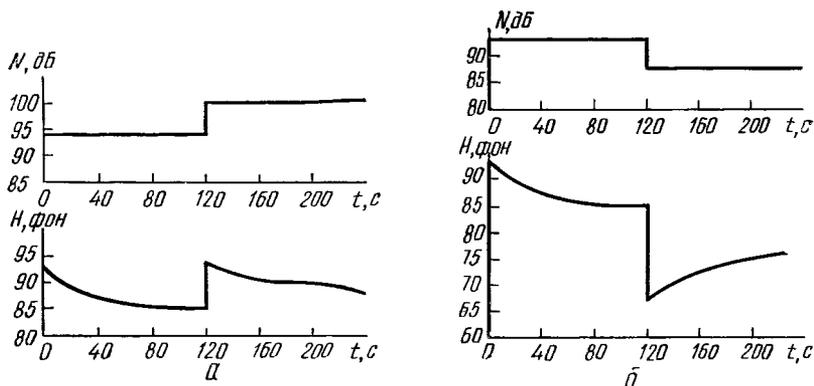


Рис. 34. Процесс притупления (а) и обострения (б) слуха при скачкообразном увеличении уровня интенсивности звука

ности к адаптации. Процесс адаптации исследовал Бекеш [11]. Им установлено, что при воздействии на орган слуха достаточно громких звуков слух постепенно начинает как бы притупляться, воспринимая громкий звук уже как менее громкий. Если теперь снова скачком увеличить интенсивность звука, то слух сначала воспримет этот скачок как увеличение громкости, а затем снова последует процесс притупления слуха, т. е. понижения его чувствительности.

Процесс притупления слуха при скачкообразном включении звука с частотой 1 кГц и уровнем интенсивности 94 дБ можно проследить по рис. 34, а. В этом случае орган слуха воспринимает скачок уровня громкости 94 фон. Далее следует процесс притупления слуха, в результате чего через 2 мин ухо стало воспринимать звук как некоторый новый звук с уровнем громкости меньшим на 9 фон. После этого интенсивность звука была скачком увеличена на 6 дБ. Как следует из рисунка, ухо в этом случае восприняло увеличение уровня громкости на 9 фон, после чего снова последовал процесс притупления слуха.

При постановке обратного эксперимента, т. е. эксперимента по снижению интенсивности звука, наблюдается процесс обострения чувствительности слуха. Из рис. 34, б следует, что если после некоторого притупления слуха в результате двухминутного его прослушивания понизить уровень интенсивности звука, то слух первоначально воспримет такое понижение как скачок уровня интенсивности, а затем наступит процесс обострения слуха. Так, понижение уровня интенсивности на 6 дБ ухо восприняло как уменьшение уровня громкости на 19 фон. Однако через 2 мин последующего прослушивания звука слух обострился и звук стал восприниматься, как новый звук с уровнем громкости больше предыдущего звука на 10 фон, т. е. чувствительность слуха увеличилась.

Процесс изменения чувствительности слуха при воздействии громких звуков называется а д а п т а ц и е й.

Степень адаптации зависит от уровня громкости звука. Чем больше уровень громкости, тем больше степень адаптации. Однако при слишком больших уровнях громкости наблюдается процесс насыщения.

Глава III

ФОРМИРОВАНИЕ МУЗЫКАЛЬНЫХ ЗВУКОВ И СТРУКТУРА МУЗЫКАЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТОВ

§ 1. ЗВУКООБРАЗОВАНИЕ В ТРАДИЦИОННЫХ МУЗЫКАЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТАХ

Каждый музыкальный инструмент имеет свои конструктивные особенности, определяющие его тембровые и игровые возможности. В зависимости от этих возможностей различные инструменты используются для получения различных музыкальных звуков или музыкально-эстетических оттенков исполняемой музыки. Однако, несмотря на самые разнообразные конструкции инструментов, их обобщает обязательное наличие элементов, обеспечивающих образование и распространение музыкальных звуков. Эти элементы, как правило, кладут в основу классификации инструментов по группам.

Все традиционные музыкальные инструменты по способу образования звуков можно разделить на струнные (фортепиано, арфы, гитары), язычковые (аккордеоны, баяны), духовые (саксофоны, кларнеты, флейты, органы), перепоночные (барабаны, литавры), пластиночные (ксилофоны, маримбы, металлофоны) и т. д.

Кроме того, каждую из этих групп инструментов можно классифицировать по способу извлечения звука. Так, струнные инструменты делятся на клавишные (рояли, пианино), щипковые (арфы, гитары, домры, балалайки), смычковые (скрипки, виолончели, контрабасы).

Среди язычковых инструментов можно выделить инструменты, содержащие меховые камеры переменного объема (аккордеоны, баяны), и инструменты без меховых камер (губные гармоники).

Духовые инструменты в свою очередь делятся на дульцевые (флейты продольные и поперечные), мундштучные (трубы, валторны, тубы), пневматические (органы).

Остальные виды инструментов (перепоночные, пластиночные и т. д.) по способу возбуждения объединяют в группу ударных инструментов (барабаны, ксилофоны, гонги, тарелки, угольники, кастаньеты, маракасы и т. п.).

Особое место занимают электромузыкальные инструменты, классификация которых будет рассмотрена специально.

Остановимся на процессе образования звука в основных группах музыкальных инструментов.

Для струнных инструментов характерно наличие струн и резонирующего деревянного корпуса с декой, посредством которых колебания от струн передаются окружающей воздушной среде.

Ударно-клавишные инструменты (фортепиано), кроме того, имеют механизм для передачи струнам энергии от рук музыканта. В щипковых инструментах музыкант возбуждает струну щипком с помощью медиатора или непосредственно пальцами руки. Возбуждения смычковых инструментов производится с помощью движения смычка по струнам.

В струнных инструментах частоты собственных колебаний струн описываются уравнением

$$f_0 = \frac{1}{2L} \sqrt{\frac{F}{\rho s}}, \quad (3.1)$$

где L — длина струны; F — усилие натяжения струны; ρ — плотность материала струны (для обвитых струн средняя плотность струны); s — сечение струны (для обвитых струн сечение по наружной навивке).

Форма колебаний струны обычно бывает довольно сложной и зависит от места и способа возбуждения, характеристик материала струны, способов ее крепления. Однако с помощью ряда Фурье любое сложное периодическое колебание может быть представлено суммой простых, и колебания струны могут быть разложены по гармоническим составляющим. Такое разложение для первых четырех гармоник выполнено графически на рис. 35. При неизменной силе возбуждения амплитуды гармонических составляющих в основном зависят от места возбуждения струны и частично от величины поверхности ее касания возбуждающим предметом. Если величина поверхности касания очень мала, то в случае идеальной струны, т. е. струны, представляющей собой весьма тонкую нить, не сопротивляющуюся изгибу и не имеющую внутреннего трения, амплитуда ее колебаний с частотой n -й гармоники может быть выражена уравнением [36]

$$A_n = \frac{2hL^2 e^{-\frac{t}{\tau_n}}}{\pi^2 \Delta L_0 n^2 (L - \Delta L_0)} \sin \frac{\pi n \Delta L_0}{L}, \quad (3.2)$$

где ΔL_0 — расстояние от опоры струны до точки ее возбуждения; h — величина отклонения струны от положения равновесия в точке ее возбуждения в момент $t=0$; τ_n — постоянная времени затухающей струны при ее трении о воздух на частоте n -й гармоники.

Из уравнения (3.2) следует, что амплитуда колебаний струны с частотой n -й гармоники обратно пропорциональна квадрату номера гармоники и зависит от места ее возбуждения ΔL_0 и величины начального отклонения h в той же точке. В зависимости от места возбуждения струны, т. е. от отношения $\Delta L_0/L$, амплитуда колебания струны с частотой n -й гармоники, как показывает последний множитель уравнения (3.2), может изменяться от нуля до некоторого максимального значения. Так, если струну возбудить в середине, то

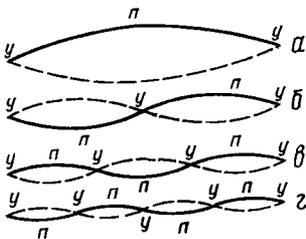


Рис. 35. Разложение колебания струны по гармоническим составляющим:

a — первая гармоника; $б$ — вторая; $в$ — третья; $г$ — четвертая

максимальной будет амплитуда первой гармоники и близкими к нулю — амплитуды всех четных гармоник. Если возбудить струну на $\frac{1}{4}$ ее длины от любого конца (под концами струны в данном случае понимаются точки опоры, определяющие рабочую длину струны), то амплитуды четвертой, восьмой, двенадцатой, шестнадцатой и других гармоник, кратных четырем, будут весьма малы. Если возбудить струну в точке, отсекающей ее третью часть, то тем самым можно исключить третью и кратные ей гармоники.

Таким образом, возбуждая в том или ином месте струну, мы уже предопределяем места пучностей (точек с максимальными амплитудами колебаний) и узлов (точек с амплитудами колебаний, равными или весьма близкими к нулю). На рис. 35 пучности колебаний обозначены буквами *n*, а узлы — буквами *u*.

В практике конструирования музыкальных инструментов эти возможности исключения отдельных гармоник путем выбора места возбуждения струны широко используются для получения желаемого спектра звука. Так, в фортепиано с целью ослабления седьмой, девятой и кратных им гармоник в басовом и среднем регистрах точку удара выбирают на $\frac{1}{8}$ длины струны, т. е. по соседству с узлами этих гармоник, обедняя этим звук восьмой и рядом расположенными седьмой и девятой гармониками. Последние при их значительных амплитудах делают звук неприятным. В связи с удалением точки удара от середины струны наблюдается некоторое ослабление основной, второй и увеличение амплитуд четвертой и двенадцатой гармоник, в результате чего тембр звука становится более полным и ярким.

В общем случае приближение точки возбуждения к одному из концов струны приводит к увеличению числа обертонов и интенсивности их звучания. В адаптированных струнных ЭМИ, выбирая места расположения звукоснимателей под той или иной частью струны, удается использовать это свойство струн для выбора желаемого спектра звука и обеспечить оптимальные условия для дальнейшего получения нужного тембра.

Характерной особенностью струнных инструментов (кроме смычковых) является затухание звуковых колебаний после возбуждения струн по закону, близкому к экспоненциальному. Анализ показывает, что постоянные времени колебания для различных гармоник различны, причем, чем выше частота гармоники, тем, как правило, меньше постоянная времени. В фортепиано для основного тона она определяется пределами от десятков миллисекунд до двух секунд, причем ее величина максимальна в нижнем регистре и минимальна в пятой октаве. Такая зависимость, снятая с пианино «Стейнвей» № 400868 (США), показана на рис. 36.

Постоянные времени обертонов могут отличаться в меньшую сторону на порядок от t_1 .

Учитывая затухающий характер колебаний струнных инструментов и сложность спектрального состава звукового сигнала, уравнение для создаваемого струнными инструментами (кроме смычковых) звукового давления можно записать в общем виде:



Рис. 36. Усредненные постоянные времени затухания звуков пианино «Стейнвей» № 400868 (США)

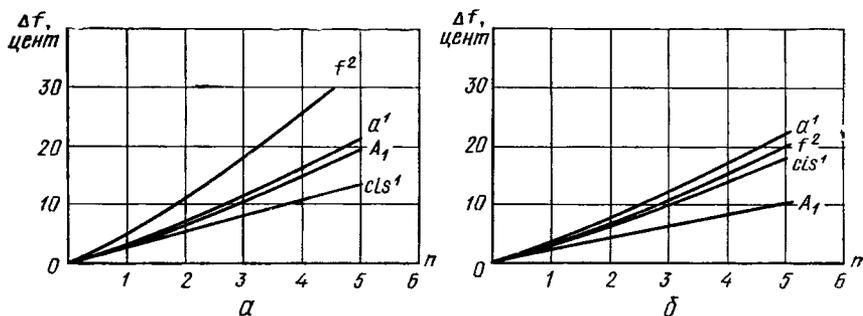


Рис. 37. Зависимость негармоничности от номера обертона:
а — для пианино «Найт» № 31062 (Англия); б — для пианино «Ноктюрн» № 107556 (СССР)

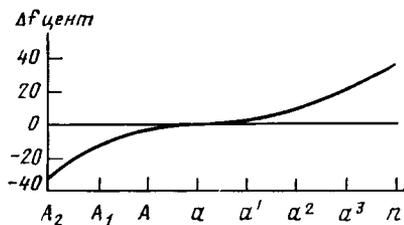


Рис. 38. Усредненная кривая настройки пианино

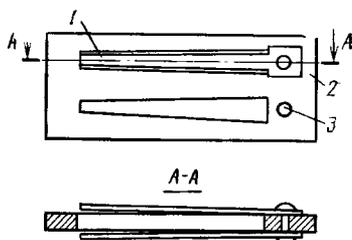


Рис. 39. Голосовая планка и ее составные части:
1 — язычок; 2 — рамка; 3 — заклепка

$$\begin{aligned}
 \varphi = & p_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + p_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + p_3 e^{-\frac{t}{\tau_3}} \sin(\omega_3 t + \\
 & + \varphi_3) + \dots + p_n e^{-\frac{t}{\tau_n}} \sin(\omega_n t + \varphi_n), \quad (3.3)
 \end{aligned}$$

где $p_1; p_2; p_3; \dots; p_n$ — амплитуды основного тона и обертонов в момент $t=0$ (начало возбужденного состояния струны); $\tau_1; \tau_2; \tau_3; \dots; \tau_n$ — постоянные времени основного тона и соответствующих обертонов; $\omega_1; \omega_2; \omega_3; \dots; \omega_n$ — угловые частоты; $\varphi_1; \varphi_2; \varphi_3; \dots; \varphi_n$ — начальные фазы колебаний.

Другой особенностью струнных инструментов является довольно сильно проявляющаяся так называемая негармоничность обертонов.

Обертоны, появляющиеся при колебании возбужденной струны, не являются в полном смысле гармониками. Их частоты не в целое число раз отличаются от частоты основной гармоникки (негармоничны). Отношение частот обертонов и основного тона составляет величину, несколько большую номера гармоникки, т. е. в выражении (3.3), строго говоря, соблюдается соотношение

$$n\omega_1 < \omega_n. \quad (3.4)$$

Так, для исследованных в 1973 г. Чаком и Янгом [14] фортепиано частота четырнадцатого обертона совпала с частотой шестнадцатой гармоникки. Напомним, что при гармоничности (кратности основной частоте) обертонов частота $(n-1)$ обертона равна частоте n -й гармоникки.

Исследования, проведенные в Научно-исследовательском и конструкторско-технологическом институте музыкальной промышленности (НИКТИМП), привели к аналогичному результату. Отклонения от гармоничности (в центах) обертонов струн пианино в зависимости от номера обертона для пианино «Найт» № 31062 (Англия) и для пианино «Ноктюрн» № 107556 (СССР), показанные на рис. 37, подтверждают вывод об увеличении негармоничности обертонов с увеличением номера гармоникки.

Как следствие негармоничности обертонов, хорошо настроенное пианино имеет отклонение частот (основной и обертонов) от расчетных математических, приведенных в табл. 4. Эти отклонения особенно велики в крайних регистрах пианино, где у отдельных инструментов они могут достигать ± 60 центов. Наиболее частое значение этой величины составляет ± 30 центов, причем в верхнем регистре отклонение положительно, в нижнем регистре — отрицательно (рис. 38). Аналогичная тенденция отклонений частоты сохраняется для обертонов.

Некоторые конструкторы электромузыкальных инструментов, стараясь улучшить качество разрабатываемых ими электроорганов, предлагают настраивать их в соответствии с кривой настройки фортепиано [40]. Однако такое копирование имеет смысл лишь при копировании негармоничности обертонов. В противном случае это приведет к ухудшению качества настройки инструментов.

Как же влияет негармоничность на слуховое восприятие звуков? Оказывается, в случае негармоничности обертонов и при условии большой величины их амплитуд, когда явление маскировки не сказывается, между отдельными обертонами происходят биения, создающие эффект физиологического унисона, что приводит к оживлению звука. Однако, если негармоничность слишком велика, явление унисона может исчезнуть и звук станет неприятным, начнет прослушиваться так называемое расщепление унисона. В реальных фортепиано негармоничность не приводит к появлению расщепления унисона.

Перейдем к язычковой группе инструментов.

В язычковых музыкальных инструментах носителем звуковых колебаний являются так называемые голосовые язычки 1 (рис. 39), укрепленные в проемах планок с некоторым зазором между стенками проема. Язычки колеблются под воздействием воздушного потока, вызываемого разностью давлений с обеих сторон планок. Такая разность создается либо за счет изменения объема воздушной камеры инструмента путем растягивания или сжатия мехов (аккордеоны, баяны, гармони), либо за счет подачи воздуха, например, вдувание воздуха в определенные воздуховоды (губные гармоники).

Частота колебаний язычка определяется формулой

$$f_0 = (ka/l^2) \sqrt{E/\rho}, \quad (3.5)$$

где k — коэффициент, учитывающий распределение толщины по длине язычка; a — ширина язычка; l — длина рабочей части язычка; E — модуль упругости материала язычка; ρ — плотность материала язычка.

Настройку язычка на определенную частоту производят путем изменения его геометрических размеров.

Колебание того или иного язычка в зависимости от желаемой высоты извлекаемого звука возникает в результате нажатия клавиши или кнопки инструмента (например, аккордеона), которые отжимают клапан, обеспечивая доступ воздушного потока к необходимому язычку.

Издаваемый язычком звук состоит из ряда гармонических составляющих, причем высшие гармоники быстро уменьшаются по амплитуде по мере роста их номеров. Благодаря постепенности процесса возбуждения язычков воздушной струей в спектре их колебаний отсутствуют заметные шумовые призвуки, типичные для струнных инструментов. Поэтому звуки язычковых инструментов получаются мягкими и певучими.

Создаваемое язычком звуковое давление зависит от разности давлений воздуха с обеих сторон планки и изменения ее во времени.

Несмотря на большое разнообразие, духовые музыкальные инструменты объединяет способ образования звука за счет колебаний столба воздуха, находящегося в воздушном канале инструмента.

Независимо от метода возбуждения звука в этих инструментах частота колебаний столба воздуха определяется длиной канала и может скачкообразно изменяться на октаву или несколько октав за счет так называемого передувания (рис. 40), заключающегося в значительном увеличении скорости струи воздуха. Необходимое изменение частоты колебаний инструмента в пределах октавы обычно производится за счет изменения длины воздушного канала с помощью специального механизма или путем подключения других каналов (например, в органах).

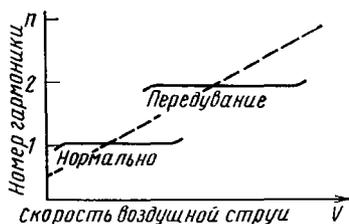


Рис. 40. Зависимость частоты колебаний воздушного столба духового инструмента от скорости ддуваемой струи воздуха

Аналогичные физические процессы формирования звука происходят в классических органах, содержащих от нескольких сотен до нескольких тысяч труб, снабженных механической системой рычагов и клапанов.

Рассмотрим процесс образования звука в органных трубах (рис. 41). Струя воздуха, ддуваемая в отверстие *A* с помощью специального пневматического устройства, из емкости *B* проходит через отверстие *C* и на конусе *D* образует завихрения воздушного

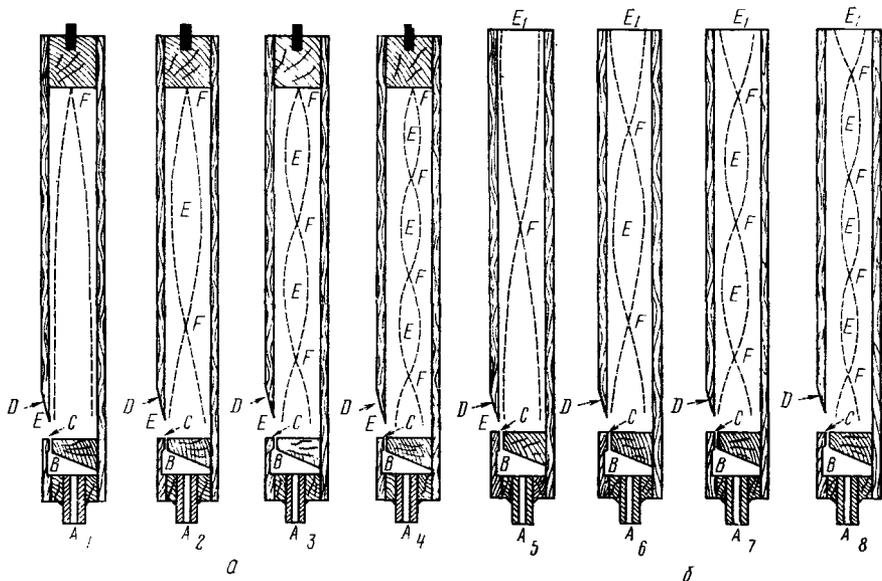


Рис. 41. Образование звуков в органных трубах:

a — закрытых; *б* — открытых; *1* и *5* — основные частоты; *2* и *7* — третьи гармоники; *3* — пятая гармоника; *4* — седьмая гармоника; *6* — вторая гармоника; *8* — четвертая гармоника; *A* и *C* — отверстия; *B* — емкость; *D* — конус; *E* — пучность колебания; *F* — узел колебания

потока. В результате происходят колебания столба воздуха, находящегося внутри трубы, создающие стоячие волны. В закрытых трубах длина стоячей волны равна четверти длины рабочей части трубы, так как на закрытом конце всегда образуется узел акустических волн F (рис. 41, а, 1). Частота колебаний воздушного столба внутри трубы соответственно будет

$$f_1 = c_0/\lambda = c_0/(4l), \quad (3.6)$$

где λ — длина волны; l — длина рабочей части органной трубы.

Очевидно, и для гармонических составляющих колебания воздушного столба в точке F трубы всегда будет возникать узел акустических волн. Поэтому в закрытой органной трубе могут возникать колебания только с длинами волн $4l$; $4l/3$; $4l/5$; $4l/7$ и т. д. (рис. 41, а, 1—4) или $\lambda = 4l/(2n-1)$,

где n — порядковый номер гармонического компонента сложного колебания.

Частота соответствующего частичного тона может быть определена по формуле:

$$f_n = (2n - 1) c_0/(4l). \quad (3.7)$$

Из выражения (3.7) следует, что в закрытых органных трубах могут возникать только нечетные гармонические составляющие.

В открытых трубах в точке соприкосновения столба воздуха в трубе с окружающей воздушной средой могут возникать только пучности колебаний E . Длины возникающих в трубе волн при этом будут (рис. 41, б, 5—8) $2l$; l ; $2l/3$; $2l/4$; $2l/5$ и т. д., т. е. $\lambda = 2l/n$.

Частоты образуемых тонов можно представить

$$f_n = n c_0/(2l). \quad (3.8)$$

Из формулы (3.8) следует, что в открытых органных трубах возникает полный гармонический ряд колебаний.

Частоты колебаний, возникающих при передувании, также определяются выражениями (3.7) и (3.8). Отметим, что передувание получить тем легче, чем меньше отношение диаметра трубы к ее длине. В очень тонких и длинных трубах иногда не удается получить основной гармоники колебаний, а в коротких и толстых трубах не всегда удается получить передувание. Для облегчения получения передувания в стенках труб, как правило, делают дополнительные отверстия в местах пучностей соответствующих гармоник. Негармоничность обертонов в духовых инструментах проявляется весьма слабо.

Ударные музыкальные инструменты в качестве звучащего тела имеют натянутую кожу или пленку (барабаны, литавры), металлические или деревянные бруски (металлофон, виброфон), металлические пластины (тарелки, гонги) и др. Звук в этих инструментах извлекается путем удара по звучащему телу колотушкой, палочками или другим специальным предметом. Эти инструменты широко применяются в симфоническом, духовом оркестрах, при исполнении джазовой музыки для создания ритмического рисунка

и особого шумового фона. По виду звуков они подразделяются на инструменты с определенной высотой звука (ксилофон, маримба, литавры, колокольчики, челеста и др.) и инструменты с неопределенной высотой звука (барабаны, бубны, кастаньеты, маракасы, тарелки и др.). Характерными особенностями этих инструментов являются присутствие значительного шумового компонента, негармоничность обертонов и быстрое нарастание и затухание звуков.

Создаваемые звучащим телом музыкального инструмента колебания, прежде чем быть преобразованными в акустические (звуковые) волны, претерпевают некоторые дополнительные изменения, связанные с реакцией отдельных узлов музыкального инструмента на колебания той или иной частоты, т. е. с амплитудно-частотной характеристикой инструмента. Если частоту, а на щипковых и смычковых музыкальных инструментах в определенных пределах и спектр колебаний звучащего тела может в определенных пределах изменять сам музыкант, то воздействовать на амплитудно-частотную характеристику, как правило, не удается.

Эта характеристика в основном и придает специфический, присущий только данному инструменту оттенок тембра путем усиления или ослабления колебаний в определенных областях частот. Такие области усиленного излучения создаются в традиционных инструментах обычно за счет резонирования дек, пленок, воздушных объемов или корпусов инструментов. Их принято называть

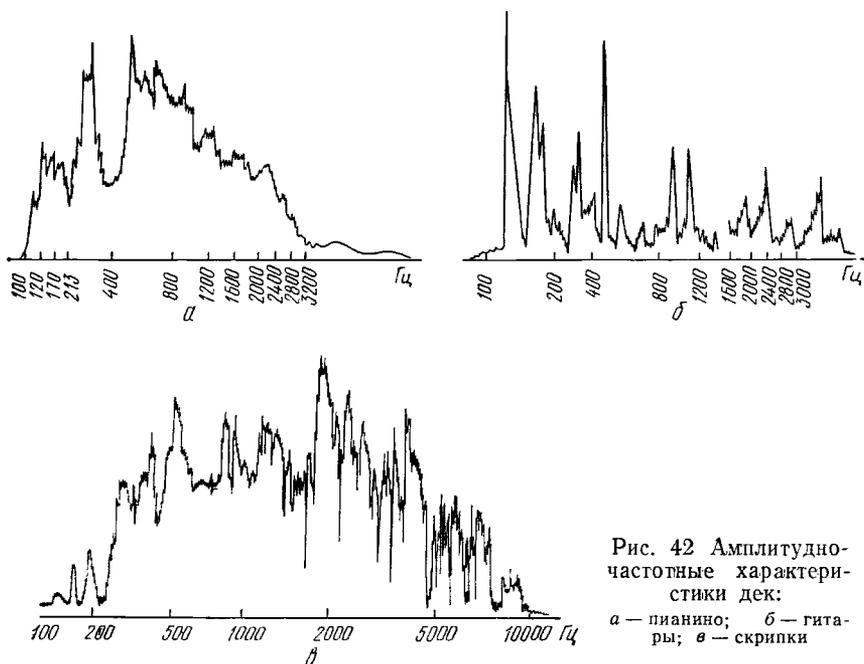


Рис. 42 Амплитудно-частотные характеристики дек:

а — пианино; б — гитары; в — скрипки

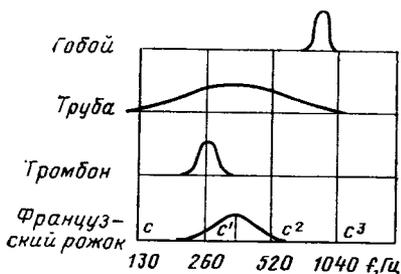


Рис. 43. Форманты духовых инструментов по данным Дугласа [21]

формантными, а отдельные всплески или пики излучения — формантами. В зависимости от вида инструмента амплитудно-частотные характеристики могут иметь малое или большое количество формант. К числу инструментов с амплитудно-частотными характеристиками, имеющими большое количество формант, можно отнести пианино, гитару, скрипку и другие струнные инструменты. На приведенной характеристике деки пианино

(рис. 42, а) можно выделить три характерные области повышенного излучения формант. Это области частот 100—200; 220—300 и 500—2800 Гц. В общей сложности амплитудно-частотные характеристики фортепиано могут содержать более ста формант.

В характеристике деки гитары (рис. 42, б) можно выделить области повышенного излучения на частотах 120—150; 160—200; 250—400; 440—450; 800—900 и 1000—1200 Гц.

Повышенное излучение скрипки (рис. 42, в) обнаруживается на частотах 250—300; 480—550; 800—1000; 1100—1300; 1800—2100; 3000—3200; 3500—4500; 5500—7500 Гц.

Наиболее спокойный и ровный формантный характер имеют духовые инструменты (рис. 43).

Таким образом, в окончательном формировании спектра излучения музыкальных инструментов участвуют не только колебания, образованные звучащим телом, но и амплитудно-частотные характеристики узлов музыкальных инструментов (дек, пленок, корпусов и т. д.).

Учитывая, что амплитудно-частотная характеристика представляет собой зависимость отношения амплитуды колебаний на выходе преобразующего устройства к амплитуде колебаний на его входе от частоты подаваемых на вход гармонических колебаний, ее выражение можно записать в виде

$$k_T(\omega) = \frac{F_n(\omega)}{S(\omega)} = \sum_{n=1}^{\infty} k_T(\omega_n), \quad (3.9)$$

где $k_T(\omega_n) = x_{вых}(\omega_n)/x_{вх}(\omega_n) = F_n(\omega_n)/S(\omega_n)$ — амплитудная характеристика инструмента для частоты ω_n ; $x_{вых}(\omega_n)$ — выходной сигнал на частоте ω_n ; $x_{вх}(\omega_n)$ — входной сигнал на частоте ω_n ; n — порядковый номер частотного компонента; $F_n(\omega)$ — зависящий от частоты выходной сигнал; $S(\omega)$ — зависящий от частоты входной сигнал.

Тогда звуковой сигнал, излучаемый инструментом, в соответствии с уравнениями (3.3) и (3.9) может быть для струнных (кроме смычковых) инструментов описан уравнением

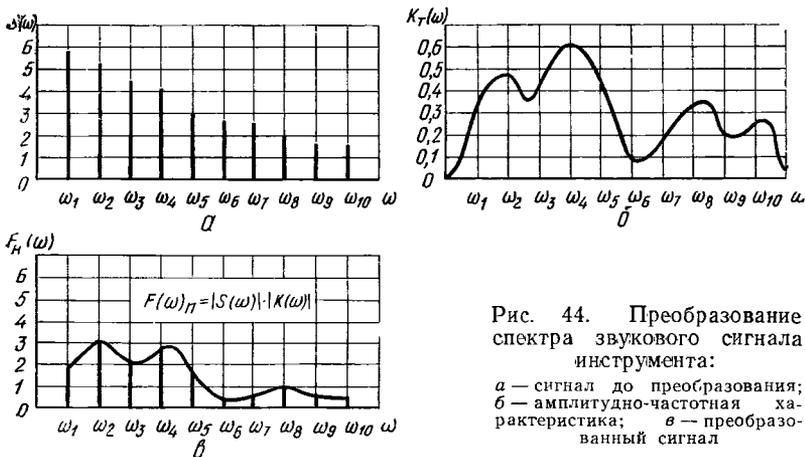


Рис. 44. Преобразование спектра звукового сигнала инструмента:

a — сигнал до преобразования; *б* — амплитудно-частотная характеристика; *в* — преобразованный сигнал

$$p = k(\omega_1) p_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + k(\omega_2) p_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + \dots + k(\omega_n) p_{n0} e^{-\frac{t}{\tau_n}} \sin(\omega_n t + \varphi_n). \quad (3.10)$$

В данном случае

$$p_{n0} = S(\omega_n); \quad p_{n0} k(\omega_n) = F_n(\omega_n).$$

Процесс преобразования колебаний в соответствии с выражением (3.10) можно проиллюстрировать рис. 44, из которого следует, что спектр преобразованного сигнала значительно отличается от спектра сигнала до преобразования.

Следовательно, чтобы точно определить спектральный состав излучаемого сигнала (рис. 44, *в*), достаточно знать спектральный состав сигнала, создаваемого звучащим телом (рис. 44, *а*), и амплитудно-частотную характеристику инструмента (рис. 44, *б*).

Как уже говорилось выше, для оценки качества музыкального звука знание только его спектральных и формантных характеристик недостаточно. Важен в этом случае и характер переходных процессов. Если не принимать в счет последние, то все музыкальные звуки можно считать принадлежащими к некоторой амплитудно-частотной области (см. рис. 17), причем для каждого музыкального инструмента можно выделить лишь некоторую свою часть этой области. Однако частота употребления и общая энергия звуков, приходящиеся на ту или иную часть амплитудно-частотной области, неодинаковы. Так, частота употребления нот различных звуковых регистров, полученная А. А. Володиным [15], при анализе нотного письма большого числа музыкальных произведений показывает, что наиболее употребительными являются звуки малой и первой октав (принимаются в счет лишь звуки, частоты которых соответствуют нотному обозначению, т. е. первой гармонике) и малоупотребительные — звуки контроктавы и четвертой окта-

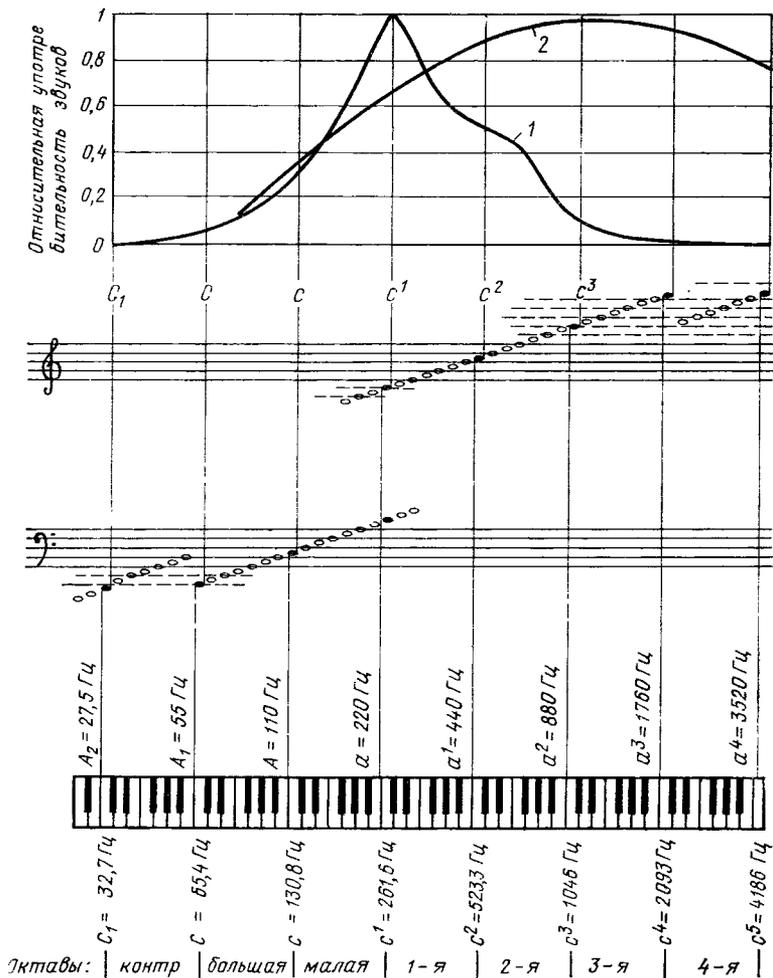


Рис. 45. Кривые употребительности и средней энергии музыкальных звуков и частотные диапазоны некоторых музыкальных инструментов:

1 — кривая употребительности по А. А. Володину; 2 — кривая средней энергии звуков

вы (рис. 45, кривая 1). Кривая энергии звуков, расходуемой в единицу времени, в зависимости от частоты звуковых колебаний, полученная в результате анализа произведений, исполняемых оркестром или на фортепиано (кривая 2) и построенная в относительных единицах, показывает, что максимум энергии по сравнению с максимумом употребительности звуков сдвинут в сторону высоких частот и, кроме того, кривая энергии имеет сравнительно плавный характер. Это расхождение двух кривых объясняется большей долей энергии звуков, приходящейся на высшие гармоники.

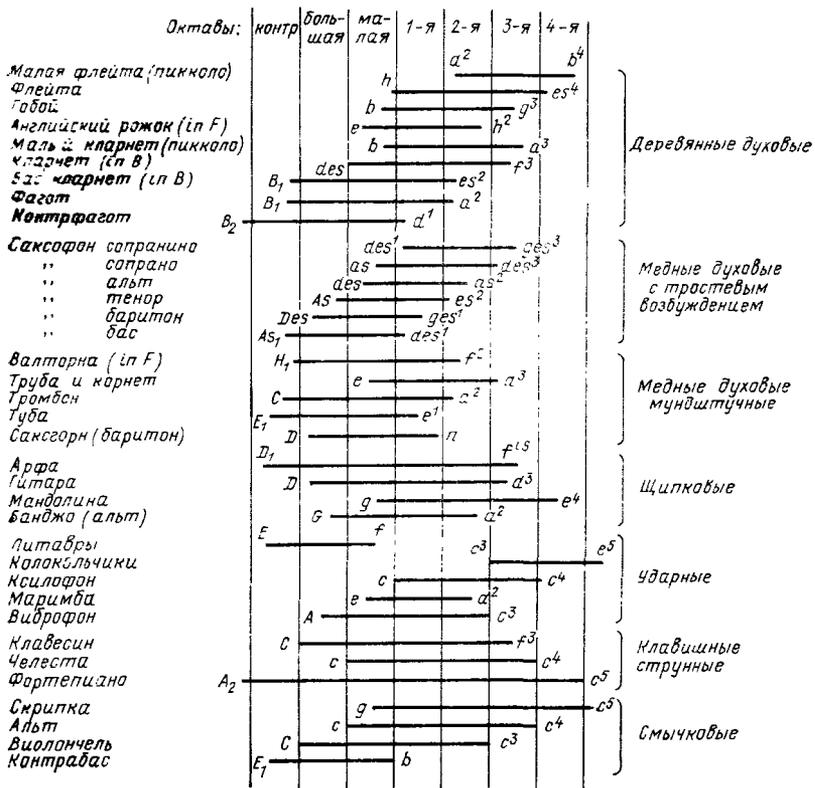


Рис. 46. Диапазон звуков различных музыкальных инструментов

На рис. 46 показаны частотные диапазоны звуков некоторых музыкальных инструментов, а в табл. 7 [1; 12] — значения их пиковой мощности и формантные области. Пиковая мощность большинства инструментов, как следует из таблицы, весьма незначительна. Это положение объясняется низким коэффициентом полезного действия инструментов, например [17]:

Корнет	0,11
Французский рожок	0,38
Саксофон (сопрано)	0,09
Кларнет	0,42
Гобой	0,005
Скрипка	0,052
Голос человека	0,95

Динамические диапазоны изменения интенсивности звуков приведены в табл. 8, из которой следует, что наибольший динамический диапазон из числа приведенных в таблице инструментов будет у рояля (44 дБ), а наименьший — у гитары (14 дБ).

Таблица 7. Пиковые значения мощности и области частот наибольшего излучения звуков для некоторых музыкальных инструментов

Инструмент	Пиковая мощность во всем диапазоне частот, Вт	Области частот наибольшего излучения звуков, Гц
Литавры А (90×38 см)	24,6	250—500
Литавры С (75×30 см)	13,4	125—250
Литавры Д (85×47 см)	4,9	20—62,5
Малый барабан	11,9	250—500
Треугольник	0,050	5600—8000
Контрабас	0,156	62,5—125; 125—250
Бас-саксофон	0,288	250—500
Тромбон	6,4	500—700; 2000—2800
Труба	0,314	250—500; 500—700
Французский рожок	0,053	250—500
Кларнет	0,050	250—500
Флейта	0,059	700—1000; 1400—2000
Флейта-пикколо	0,084	2000—2800
Рояль	0,267	250—500
Оркестр (15 человек)	9,0	250—500; 2000—2800
Оркестр (75 человек)	66,5	250—500
Орган большой театральный	12,6	20—62,5

Таблица 8. Динамические диапазоны некоторых источников музыкальных звуков

Источник звука	Расстояние до источника звука, м	Динамический диапазон звуков, дБ
Гитара	—	14
Орган	25	36
Контрабас	6	42
Виолончель	3	38
Рояль	7	44
Струнный квартет	2,5	42
Духовой оркестр (25 исполнителей)	—	45
Большой симфонический оркестр	—	60
Ансамбль электромузыкальных инструментов под управлением Мещерина В. В.	—	55

§ 2. ТЕМБР МУЗЫКАЛЬНОГО ЗВУКА

Тембр звука — это субъективная характеристика его качества, благодаря которой звуки одной и той же высоты и интенсивности можно отличить друг от друга. Основными объективными параметрами, определяющими тембр звука, являются спектр и характер переходного процесса каждого звукового компонента.

Кроме основных параметров тембра, можно назвать ряд дополнительных признаков, влияющих на тембровое восприятие звуков. Такими признаками будут реверберация, вибрато, унисон, негармоничность обертонов, биения, расстояние до источника звука, нелинейность кривых равной громкости, нелинейность слуха.

На тембровое восприятие звука оказывают влияние также условия воспроизведения звука (вид исполняемого музыкального фрагмента, его громкость и т. д.), психологическое состояние слушателей (эмоциональные подъем или подавленность, предвзятость отношений к прослушиваемой музыке), индивидуальные особенности слуха (различные пороги слышимости и ощущения громкости и высоты звука) и музыкальный вкус слушателей (люди разных характеров и возрастов, а также различного эстетического воспитания по-разному воспринимают не только музыку, но и тембр звуков).

Остановимся в первую очередь на основных параметрах звука, определяющих его тембр.

Спектр звука, как известно, зависит от формы колебаний звучащего тела инструмента и последующих амплитудно-частотных преобразований, которым эти колебания подвергаются в процессе превращения их в акустические сигналы. Наиболее простой формой колебания, как отмечалось в гл. I, § 1, является синусоида. Звуковой сигнал, близкий к синусоидальному, может быть получен путем возбуждения камертона (рис. 47, *a*). Музыкальные инструменты излучают сигналы более сложной формы. При прочих равных условиях форма звукового сигнала определяет в данном случае тембр звука, присущий тому или иному инструменту. Однако один и тот же тембр звука может быть получен с помощью сигналов различной формы, поскольку, как было рассмотрено в гл. II, § 9, различные фазовые соотношения компонентов звука приводят к различным формам звуковых сигналов, но на слух они воспринимаются совершенно одинаково (см. рис. 31). Спектральные характеристики звуков при этом должны быть одинаковыми.

Многообразие возможных форм музыкальных звуков можно проиллюстрировать рис. 47, где показаны осциллограммы звуков скрипки (*b*), гобоя (*в*) и кларнета (*г*). Форма и спектр музыкальных звуков в значительной мере зависят от их интенсивности и частоты. На рис. 48 показана форма звуковых колебаний флейты при игре пиано (*a*), меццо-форте (*б*) и форте (*в*). С увеличением интенсивности звука (переходя от пиано к форте) его форма, за счет обогащения звука гармониками, усложняется. Аналогичную картину можно наблюдать со спектром звуков фортепиано (рис. 49) и других музыкальных инструментов.

Два звука примерно равной интенсивности, но различных частот, полученных для одного и того же инструмента, также имеют различные формы колебаний, причем более низкие звуки имеют, как правило, большее количество обертонов.

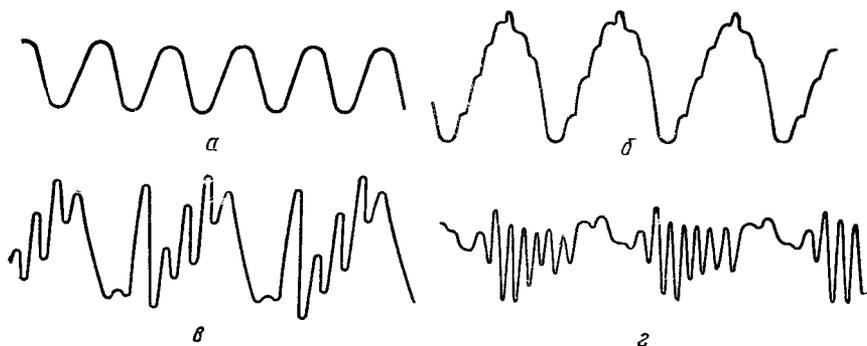


Рис. 47. Осциллограммы колебаний различных источников звуков:
a — камертона; *б* — скрипки; *в* — гобоя; *г* — кларнета

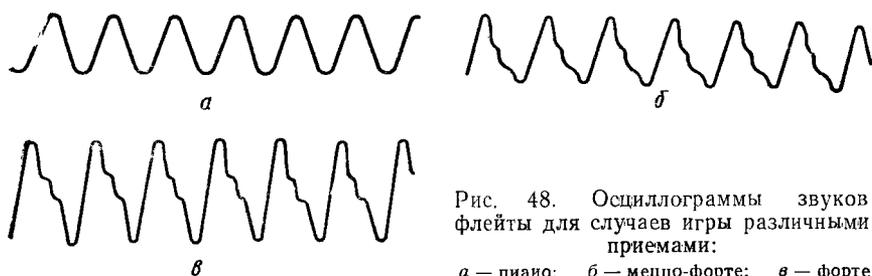


Рис. 48. Осциллограммы звуков флейты для случаев игры различными приемами:
a — пиано; *б* — меццо-форте; *в* — форте

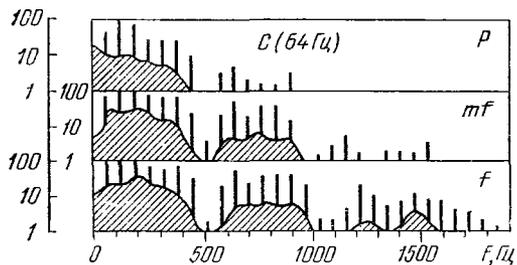


Рис. 49. Зависимость спектра звука рояля от силы удара по клавише

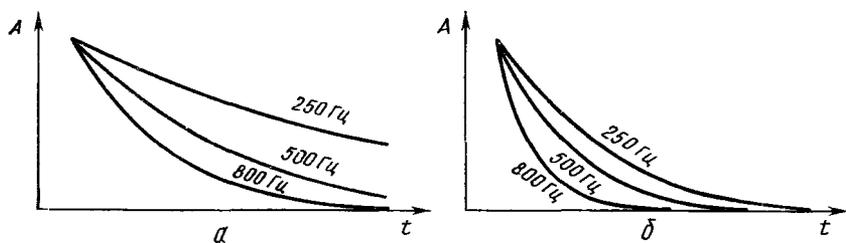


Рис. 50. Характер затухания спектральных составляющих звуков гитар:
a — концертной; *б* — массового производства

Форма звуковых колебаний дает наглядное представление о развитии колебательного процесса во времени. Однако в связи с тем, что изменения фазовых соотношений компонентов звука не влияют на его восприятие ухом, достаточно, с точки зрения тембрового восприятия, рассмотреть лишь спектры музыкальных звуков. Сразу оговоримся, что, строго говоря, ни переходные процессы, ни спектры звуков двух инструментов одной и той же модели и одной и той же ноты, взятой на этих двух инструментах, никогда точно не совпадают и имеют некоторый разброс значений, который бывает не замечен. В этом смысле приведенные осциллограммы и спектры звуков носят качественный характер. Не следует ожидать, что многократно снятые спектры или осциллограммы звуков с двух инструментов одной модели будут абсолютно точно повторять друг друга. Следует также иметь в виду, что, говоря о переходных процессах музыкальных звуков, нужно понимать под ними переходные процессы для каждой гармонике звука в отдельности.

Это можно наглядно показать на примере затухания звука гитар (рис. 50), экспериментально полученного Л. А. Яковлевым [22]. Для наглядности значения огибающих по оси ординат приведены в относительных единицах. Из осциллограмм следует, что постоянная времени звучания основного тона звука концертной гитары (рис. 50, а) больше, чем второго обертона. Для гитары массового производства (рис. 50, б) эта постоянная меньше, чем для концертной гитары.

Очевидно, уже потому, что для каждого обертона существует свой переходной процесс, не будет существовать двух моментов времени, в которые возможно точное совпадение спектров звука, например фортепиано. Подобный, но менее изученный звуковой процесс существует и для большинства других инструментов.

Сказанное удобно проиллюстрировать трехмерной осциллограммой огибающих колебательного процесса компонентов музыкального звука (рис. 51). Проекция огибающих на плоскость $p-t$ (звуковое давление — время) дает форму переходного процесса для каждого компонента. Проекция компонентов звука на плоскость $p-f$ (звуковое давление — частота) дает спектрограмму звука.

Если спектрограммы звука строить для различных моментов времени, то убедимся, что не существует двух моментов времени, t_1 и t_2 , когда бы спектрограммы повторялись. Такие картины дают исчерпывающую объективную характеристику звука.

Спектральный состав звука является самым важным его пара-

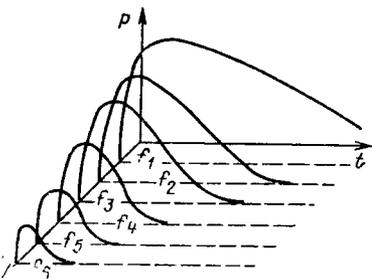


Рис. 51. Трехмерная осциллограмма огибающих колебательного процесса компонентов музыкального звука:

p — звуковое давление; f — частота; t — время

метром, определяющим тембровые качества. Остановимся на одном качестве спектра, влияющем на степень диссонантности музыкального сигнала. В гл. II, § 7 мы обращали внимание на особенности восприятия созвучий и, в частности, приводили диссонантные и консонантные музыкальные интервалы и кривые Гельмгольца (см. рис. 29). Звук со сложным спектральным составом, включающим большое число обертонов, можно рассматривать как несколько простых звуков или созвучий с менее богатым спектром, чем исходный звук. В этом смысле высотные расстояния между обертонами можно рассматривать как самостоятельные музыкальные интервалы. Тогда, пользуясь кривыми диссонантности Гельмгольца и номограммой (см. рис. 29), можно оценить влияние гармонических составляющих на тембровые качества звука.

Продемонстрируем это на конкретном примере. Пусть имеем звук c^1 (до 1-й октавы), включающий в состав десять гармоник, отложенных по оси абсцисс. Интервал между первой и второй гармониками такого звука образует октаву, которая представляет собой консонирующий интервал. Это следует и из формального рассмотрения номограммы, если от начала прямой 2 на оси абсцисс, соответствующей вторым гармоникам, провести вниз прямую до пересечения с линией 1, соответствующей первым гармоникам. Музыкальный интервал между первой и второй гармониками найдем напротив точки пересечения на оси ординат. Он будет равен октаве. В левой части номограммы по кривой 1 Гельмгольца находим, что степень диссонантности такого интервала равна нулю.

Теперь возьмем третью гармонику от c^1 , соответствующую прямой 3 в точке касания ее оси абсцисс, и из этой точки вниз проведем прямую до пересечения с прямой 2, соответствующей вторым гармоникам. Это составляет интервал чистой квинты, что по кривой 1 Гельмгольца соответствует степени диссонантности, близкой к нулю. Аналогичным образом находим, что интервал между четвертой и третьей гармониками соответствует чистой кварте, причем степень его диссонантности также весьма мала. Интервал между шестой и пятой гармониками немного больше малой терции, и степень диссонантности его уже несколько возросла. Интервал между восьмой и седьмой гармониками немного больше большой секунды и является диссонантным. Интервалы между восьмой и шестой или пятой гармониками снова консонантны, а между девятой и восьмой, десятой и девятой, девятой и пятой гармониками — диссонантны.

Номограмма на рис. 29 может быть продолжена как вниз, так и вправо, что позволит ее использовать при рассмотрении консонантности и диссонантности больших интервалов. Для этого кривую Гельмгольца нужно также продолжить вниз для других октав, исходя из предположения Гельмгольца, что биения 33 Гц наиболее неприятны на слух.

Рассмотренный пример для звука c^1 можно распространить и на другие звуки, поскольку, если бы был рассмотрен не звук c^1 , а, допустим, звук g^1 (соля 1-й октавы), то рассуждения не изме-

нились бы, пришлось бы перенести лишь начало оси абсцисс и кривой Гельмгольца на интервал чистой квинты.

Такое качественное рассмотрение номограммы позволяет сделать некоторые общие выводы, важные для выбора тембров электромузыкальных инструментов. По мере увеличения номеров гармоник (или обертонов) музыкальные интервалы между ними уменьшаются и начиная с седьмой, восьмой становятся диссонантными. Поэтому присутствие в звуке гармоник выше седьмой придает ему неприятный оттенок, если эти гармоники достаточно интенсивны. Исключить диссонансы, образуемые высшими гармониками, можно, например, исключая некоторые четные или нечетные гармоники выше седьмой, а при гармониках более высоких порядков — произвести их разрядку путем пропуска двух или более гармоник подряд.

Иногда удобнее бывает исключать неприятное ощущение от высших гармоник путем их полного подавления. Естественно, это целесообразно делать лишь в случае, если гармоники достаточно интенсивны и лежат в области слышимых частот.

Музыканты, несмотря на неудобства для инженеров при оценке тембров, не интересуются спектральными и переходными характеристиками звуков и выражают некоторое субъективное к ним отношение. Наиболее распространенными в терминологии музыкантов являются следующие оценки тембров звуков: сочный, полный, мягкий, металлический, пронзительный, бочковатый, бархатистый, гнусавый, матовый, резкий, тусклый, глубокий, серебристый, светлый, яркий, хрустальный, шероховатый, трескучий, сухой и т. д. Эти оценки в силу своей субъективности различные музыканты часто понимают по-разному, из-за чего один и тот же тембр получает различные оценки. Такая многозначность оценок тембра звуков вызывает неудобства их использования. Тем не менее они выражают некоторые общие средние (при достаточном их числе) отношения к качеству тембра.

Для удобства использования таких оценок тембров обобщим наиболее интересные их подразделения, приводимые различными авторами [18, 19, 20, 23], и представим их классификацию в обобщенном виде (рис. 52). Такая классификация включает в себя четыре группы тембров, характеризующих их сочность, бархатистость, яркость и резкость. Цифры в скобках указывают область частот, играющих основную роль в формировании тембров данной группы. Тембрам, помеченным знаком «+», музыканты, как правило, отдают предпочтение. Тембры, обозначенные знаком «—», малоупотребительны и применяются в отдельных случаях, когда возникает необходимость создать какой-либо специфический эффект при непродолжительном его звучании.

Переходные процессы, возникающие при образовании музыкальных звуков, включают в себя, как правило, три стадии протекания: начальную (атаку), среднюю (основную) и конечную (глушение). В зависимости от вида инструмента характер и продолжительность каждой из этих стадий могут быть различны. Так,

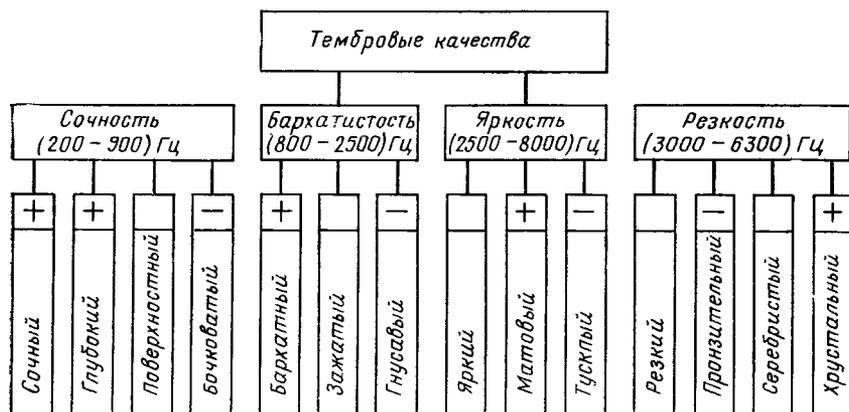


Рис. 52. Классификация музыкальных тембров

в зависимости от вида инструмента, регистра и приема игры атака звука может изменяться от 0,4 мс (треугольник, ксилофон) до 1 с (орган). Для фортепиано это время можно считать равным времени удара молотка по струне. Оно составляет от 0,5 мс в дискантовом регистре до 3 мс в басовом регистре [18]. На рис. 53 приведена экспериментальная кривая зависимости времени касания молотка при ударе о струну от частоты колебаний струны. При переносе точки возбуждения от края струны к ее середине время возбуждения возрастает в 2—3 раза.

Средняя стадия переходного процесса в зависимости от замысла музыканта может быть либо короткой, либо весьма продолжительной, особенно при игре на органе, духовых или язычковых инструментах. Однако это время для фортепиано, струнных щипковых и ударных инструментов в значительной мере регламентируется постоянной времени затухания, которая для фортепиано и щипковых в зависимости от частоты извлекаемого звука может составлять от 20 мс до 2 с, причем меньшая постоянная времени соответствует более высокому регистру звуков.

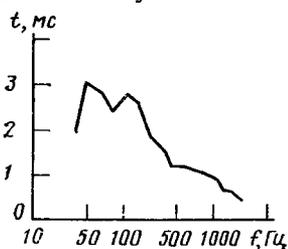


Рис. 53. Зависимость времени касания молотка фортепиано от частоты возбуждаемого тона

Конечная стадия переходного процесса (глушение) связана с необходимостью быстрого прекращения звука. У большинства инструментов она составляет сотни миллисекунд. Для некоторых инструментов стадии глушения вообще не существует (ксилофон, кастаньеты, маракасы и т. д.), поскольку процесс затухания их звуков протекает достаточно быстро.

Приблизительное время протекания различных стадий переходных процессов в музыкальных инструментах приведено в табл. 9.

Таблица 9. *Приблизительное время протекания различных стадий переходных процессов для некоторых музыкальных инструментов*

Инструмент	Атака, мс	Средняя постоянная времени затухания, с	Время глушения, с
Фортепиано	0,5—3,0	0,05—2	0,2—1,0
Щипковые	1,0—5,0	0,02—1,0	0,2—1,0
Смычковые	30—120	—	0,15—0,5
Язычковые	10—200	—	0,10—0,5
Духовые медные	20—100	—	0,05—0,5
Орган	50—1000	—	0,2—2,0
Барабан	0,4—15	0,03—0,3	—
Ксилофон	0,4—4,0	0,03—0,25	—

Рассматривая переходной процесс, как один из основных параметров тембра, следует отметить наибольшую тембровую значимость атаки звука. На рис. 54, а, б показаны кривые переходного процесса при воспроизведении органной музыки и музыки, исполняемой на фортепиано. Известны эксперименты с прослушиванием записи игры на фортепиано с конца к ее началу. При этом у слушателей создавалось впечатление, что звучит органная музыка. Благодаря специфичности атаки духовые, смычковые и другие инструменты удается безошибочно распознать по тембру. В случае искусственного вырезания атаки звука музыканты затруднялись определить инструмент, на котором исполнялась музыка.

Переходной процесс при формировании звука в музыкальном инструменте можно рассматривать как частный случай амплитудной модуляции. При такой модуляции возникают дополнительные боковые составляющие (см. гл. I, § 5) даже для синусоидального сигнала. Чем сложнее модулирующий и модулируемый сигналы, тем более сложным становится спектр получаемого колебательного процесса, что мы и наблюдаем в момент атаки звука. Исследования процесса нарастания звукового сигнала показывают, что в момент атаки в результате усложнения спектра звук приобретает характерную окраску, специфичную для данного музыкального инструмента, которая является неременным качественным признаком тембра.

Рассмотрим некоторые дополнительные параметры, влияющие на тембр звука.

Расстояние до источника звука определяет его громкость и спектральный состав, поскольку поглощение воздухом высокочастотных компонентов звука происходит более интенсивно, чем низко- и среднечастотных.

Реверберация изменяет тембр звука в связи с затягиванием переходных процессов. При слишком малом времени реверберации тембру звука свойственны оттенки сухости, безжизненности. Музыка становится невыразительной, от исполнителей требуется

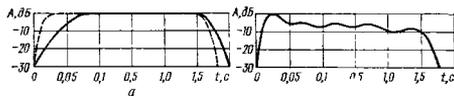


Рис. 54. Характер переходных процессов:
a — органа (пунктир — труба, сплошная линия — основной регистр);
б — фортепиано

большая громкость. Слишком большое время реверберации делает звук бубнящим, неразборчивым, звуки наплывают друг на друга. Наилучшим тембровым условиям отвечает некоторое оптимальное время реверберации.

Другое влияние реверберации на тембр звука заключается в том, что отражение звука в помещении, вызывающее реверберацию, для различных звуковых частот различно. В результате спектры первоначального и отраженного звуков будут неодинаковыми, что, естественно, накладывает свой отпечаток на тембр.

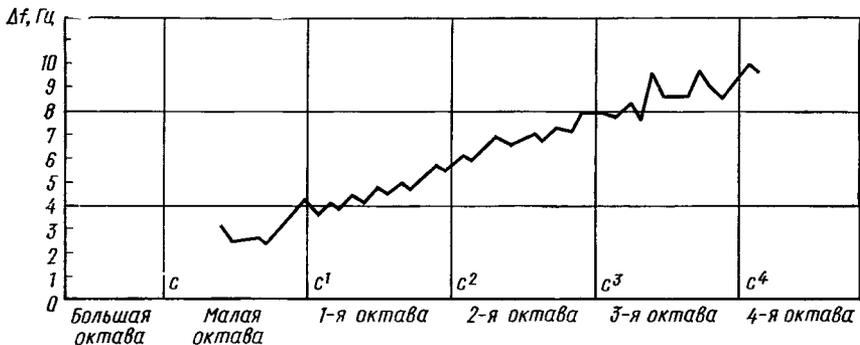


Рис. 55. Различ аккордеона фирмы «Паоло Сопрани» (Италия)

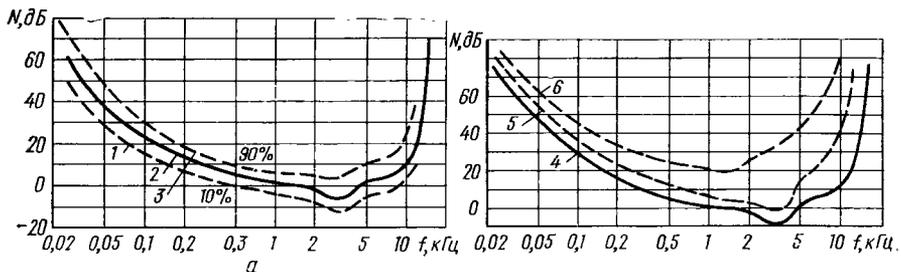


Рис. 56. Пороги слышимости звуков:

a — по результатам анализа 100 кривых для людей в возрасте от 20 до 25 лет; 1 — порог слышимости, которому удовлетворяет чувствительность слуха лишь у 10% обследованных; 2 — средний порог слышимости; 3 — порог слышимости, ниже которого звуки различают 90% обследованных; *б* — усредненный для большого числа людей; 4 — для людей в возрасте 14—19 лет; 5 — для людей в возрасте 40—49 лет и 6 — для людей в возрасте 60—80 лет

Вибрато оживляет звук, увеличивает его полетность и различимость. Особенно приятное ощущение вызывает частотное вибрато (частотой примерно 5—7 Гц). Вибрато также несколько скрадывает неточность настройки, диссонансные явления и комбинационные искажения. Однако слишком длительное вибрато становится назойливым, раздражает.

Унисон физиологический накладывает приятный тембровый оттенок, придающий звуку одухотворенность, жизненность, выразительность. Оживление звука за счет биений унисонной природы происходит при негармоничности обертонов и разливе музыкальных звуков. Одной из разновидностей унисона является разлив в язычковых инструментах.

Что касается разлива, то под ним также понимают два или несколько звуков с близкими частотами (частота биений разлива та же, что и унисона, т. е. 2—10 Гц). На рис. 55 показана кривая разлива аккордеона «Паоло Сопрани» (Италия).

Унисон, как и вибрато, увеличивает полетность и различимость звука и скрадывает в некоторых пределах диссонансные явления и комбинационные искажения.

Если частота биений слишком велика (выходит за рамки унисона), это накладывает на тембр оттенок шероховатости и диссонантности (см. гл. II, § 4 и гл. II, § 7).

Нелинейность кривых равной громкости приводит к тому, что звук с одним и тем же числом и уровнем гармонических составляющих может восприниматься как богатый обертонами в басовом регистре, обедненным — в среднем и бедным — в высоком. Положение усугубляется маскирующим действием слуха.

Неповторяемость областей слышимости у различных людей как в зависимости от индивидуальности их слуха (рис. 56, а), так и в связи с возрастными его изменениями (рис. 56, б) приводит к тому, что звуки с одинаковым спектром различные люди слышат по-разному. Поэтому, естественно, их субъективные отношения к одним и тем же звукам могут быть различными.

Нелинейность слуха приводит к субъективному ощущению комбинационных тонов. В результате слух воспринимает тоны, не существующие в исходном звуке (субъективные комбинационные тоны). Это, как правило, приводит к неприятным субъективным искажениям исходного тембра, особенно если они возникают при достаточно громких звуках в области частот 2-й — 5-й октав.

§ 3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МУЗЫКАЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТОВ

Качество и область применения музыкальных инструментов определяются прежде всего так называемыми музыкально-акустическими и игровыми возможностями, под которыми подразумевают в основном тембровые и динамические характеристики. Первые

были рассмотрены нами в § 2 настоящей главы. Динамические характеристики включают динамические диапазоны звуков (рассмотренные в гл. III, § 1) и зависимость звуковых давлений, создаваемых инструментом, от прикладываемых усилий со стороны музыканта (иногда к числу динамических характеристик относят возможность многократного последовательного извлечения звуков в единицу времени; применительно к фортепиано эту величину называют репетицией).

Остановимся на зависимости звукового давления, создаваемого инструментом, от прикладываемого музыкантом усилия, которую в дальнейшем будем называть динамической характеристикой.

К сожалению, этому очень важному для музыкального инструмента показателю, в значительной мере определяющему его игровые возможности, исследователи до последнего времени уделяли очень мало внимания. Одной из причин пренебрежения динамическими характеристиками инструментов, очевидно, является сложность исследования этого процесса, другой — неумение музыкантов правильно поставить задачу перед инженерами-исследователями, а инженеров, в свою очередь, — понять требования музыкантов, предъявляемые к динамике музыкальных инструментов.

В результате сложился и бытует субъективно-упрощенческий подход к решению этого вопроса, когда музыканты установили некоторую условную градацию интенсивности музыкальных звуков, соответствующую ступеням субъективного восприятия громкости от пиано-пианиссимо (*ppp*) до форте-фортиссимо (*fff*). Но если такая градация устраивает музыкантов, поскольку исполнительский процесс — в значительной мере процесс проявления их эмоциональной индивидуальности, то при конструировании новых музыкальных инструментов такой подход практически не определяет тех требований, которые должен стремиться выполнить разработчик.

Недооценка важности и сложности этого вопроса всегда приводила и до сих пор приводит к неудачам при попытках создания электрофортепиано и ряда других инструментов. Решение же в полной мере проблемы динамики в ЭМИ позволит создать замечательные инструменты, при игре на которых музыкант в несравнимо большей степени сможет довести до слушателя свой эмоциональный настрой, появится возможность естественного сочетания интенсивности звука и энергии, передаваемой музыкантом инструменту.

Такая проблема особенно остро стоит при создании электрофортепиано. Поэтому в первую очередь остановимся на динамических возможностях этих инструментов.

В фортепиано дозировка звукового давления в зависимости от силы удара по клавише осуществляется с помощью специальных клавишных механизмов (рис. 57). Работа механизма пианино заключается в следующем. При ударе по клавише 1 приходят в движение фигура 2 и шпильер 3. Последний, упираясь в шультер 4, приводит в движение молоток 6. Одновременно отходит от

струны демпфер 5. По мере движения шпиллера и молотка задний конец шпиллера доходит до упора и расцепляется с шультером. Оставшиеся до струны 4—6 мм молоток движется по инерции и после удара о струну 7 возвращается в исходное положение.

Работу клавишного механизма исследовал А. В. Римский-Корсаков [24], который получил уравнения движения клавишного механизма под действием прикладываемой музыкантом силы. При этом предполагалось как два крайних случая: при игре стакато действующая на клавишу сила постоянна в процессе опускания клавиши (рис. 58, а)

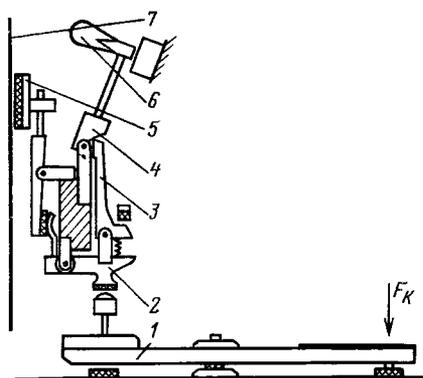


Рис. 57. Упрощенная схема клавишного механизма пианино:

- 1 — клавиша; 2 — фигура; 3 — шпиллер; 4 — шультер; 5 — демпфер; 6 — молоток; 7 — струна

$$F = \text{const}, \quad (3.11)$$

а при игре легато эта сила линейно нарастает (рис. 58, б)

$$F = \varphi t, \quad (3.12)$$

где φ — скорость нарастания силы, Н/с.

Эти два случая формы силы с удовлетворительной для практических целей точностью позволяют описать процессы движения клавишного механизма.

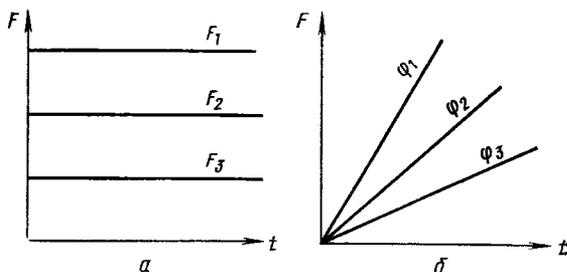


Рис. 58. Два допускаемых крайних случая силы, прикладываемой музыкантом к клавише:

а — при игре стакато; б — при игре легато

Если пренебречь трением, которое мало в таком механизме, то динамическую схему клавишного механизма можно приближенно представить, как показано на рис. 59. На рисунке обозначены через m_1 и m масса подвижных частей механизма без молотка и

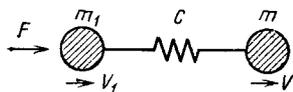


Рис. 59. Упрощенная динамическая схема клавишного механизма:

F — прикладываемая музыкантом сила; m_1 — приведенная к точке удара по клавише масса клавиши и других подвижных частей механизма, кроме молотка; c — эквивалентная гибкость элементов клавишного механизма, приведенная к точке удара по клавише; m — масса молотка, приведенная к точке удара по клавише

масса молотка, соответственно приведенные к точке приложения силы F . Величина c представляет приведенную к точке приложения силы эквивалентную гибкость элементов механизма. Уравнения движения для такой схемы можно записать в виде

$$m_1 dv_1/dt + m dv/dt = F; \quad (3.13)$$

$$\frac{1}{c} \int v_1 dt - \left(m \frac{dv}{dt} + \frac{1}{c} \int v dt \right) = 0, \quad (3.14)$$

где v_1 — скорость подвижных частей клавишного механизма без молотка, приведенная к точке приложения силы; v — скорость молотка, приведенная к точке приложения силы.

Решение этих уравнений дает выражение для игры приемом стаккато ($F = \text{const}$)

$$v = \frac{F}{m_1 + m} \left(t - \frac{1}{\omega} \sin \omega t \right), \quad (3.15)$$

для игры приемом легато ($F = \varphi t$)

$$v = \frac{\varphi}{m_1 + m} \left[\frac{t^2}{2} - \frac{1}{\omega^2} (1 - \cos \omega t) \right], \quad (3.16)$$

где

$$\omega^2 = (m_1 + m)/(m_1 mc).$$

Как видим из уравнений движения молотка клавишного механизма (3.15) и (3.16), скорость движения молотка включает в себя составляющую, нарастающую пропорционально времени и колебательную составляющую, обусловленную гибкостью элементов механизма. При проектировании клавишных механизмов нужно, очевидно, частоту собственных колебаний механизма делать либо слишком большой, чтобы удовлетворялось условие $t \gg 1/\omega$, либо слишком малой, чтобы выполнялось условие $\cos \omega t \approx 1$, $\sin \omega t \approx 0$. В этих случаях колебательная составляющая будет пренебрежимо мала по сравнению с линейно нарастающей составляющей.

Если не соблюсти условия малости колебательной составляющей скорости, то прирост силы удара по клавише может не привести к приросту скорости движения молотка (кривая 1 на рис. 60), а следовательно, и звукового давления, поскольку последнее пропорционально скорости молотка

в момент, предшествующий удару по струне

$$p = kv, \quad (3.17)$$

где k — коэффициент пропорциональности.

В реальных механизмах условие малости колебательной составляющей обычно выполняется. Поэтому в уравнениях (3.15) и (3.16) можно сохранить лишь пропорциональные времени и квадрату времени составляющие.

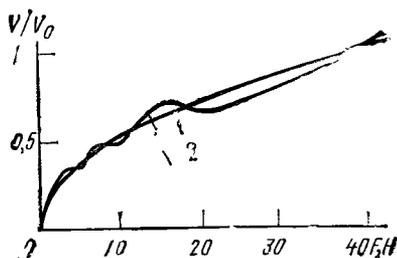


Рис. 60. Зависимость скорости движения молотка от силы удара по клавише с учетом (1) и без учета (2) колебательной составляющей

Динамическая характеристика в таком случае опишется кривой 2, которую можно использовать как идеализированную характеристику для оценки качества клавишных механизмов не только традиционных, но и электронных фортепиано [25, 26, 27, 28]. Уравнения (3.15) и (3.16) в этом случае примут вид

$$v = Ft/(m_1 + m), \quad (3.18)$$

для игры стаккато и

$$v = 0,5\varphi t^2/(m_1 + m), \quad (3.19)$$

для игры легато.

Идеализированную динамическую характеристику удобно построить в относительных единицах, отнеся скорость молотка при произвольной силе удара к скорости молотка при фиксированной силе удара, например, равной 40 Н. Тогда с учетом выражения (3.17) можем записать

$$p/p_0 = v/v_0 = \sqrt{F/F_0} = \sqrt[3]{\varphi/\varphi_0}, \quad (3.20)$$

где p_0 ; v_0 ; φ_0 — некоторые фиксированные значения звукового давления, скорости молотка и скорости нарастания силы, соответствующие силе удара по клавише $F_0=40$ Н.

Максимальное усилие удара, прикладываемое пианистом к клавише, не превышает обычно 40 Н. Приведенная масса клавишного механизма ($m_1 + m$) должна быть равна или близка к приведенной массе кисти руки музыканта m_0 , которая может колебаться в зависимости от физиологических особенностей музыканта и, в некоторой мере, от приемов игры. Обычно приведенная масса кисти не выходит за рамки значений

$$0,12 \text{ кг} \leq m_0 \leq 0,4 \text{ кг}. \quad (3.21)$$

При проектировании клавишных механизмов приведенную массу в зависимости от регистра принимают

$$0,2 \text{ кг} \leq (m_1 + m) \leq 0,3 \text{ кг}, \quad (3.22)$$

причем, меньшая масса принимается для дискантового регистра, большая — для басового.

Значительные несоответствия приведенной массы клавишного механизма этим значениям делают игру неприятной, интенсивность звука — трудно дозируемой. В недооценке этого явления заключается первая ошибка и причина неудач многих разработчиков электрофортепиано.

Приведем некоторые динамические характеристики пианино, полученные экспериментально в НИКТИМПе [28] и сопоставим их с идеализированной динамической характеристикой. На рис. 61, а показаны усредненные динамические характеристики пианино различных фирм. Большой разброс характеристик объясняется в основном различными конструкторскими и технологическими решениями для различных пианино, выпускаемых предприятиями разных стран. Однако динамические характеристики даже

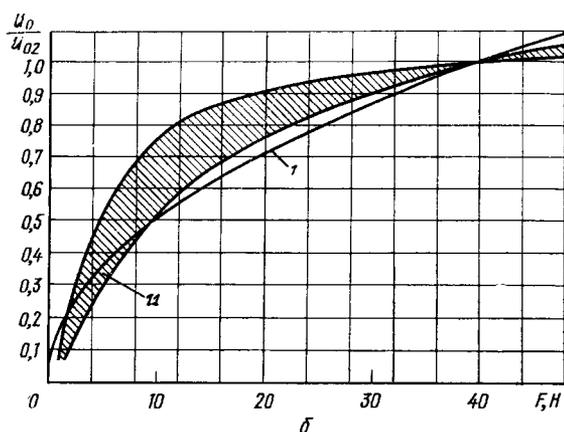
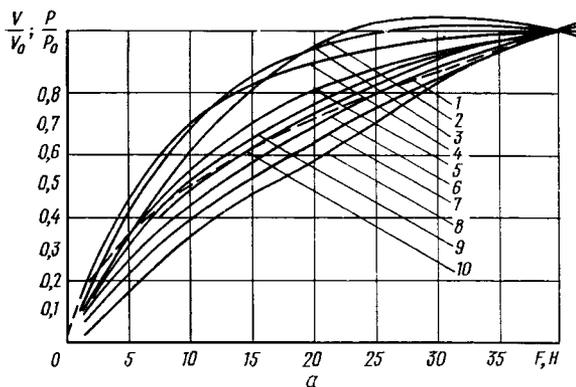


Рис. 61. Усредненные динамические характеристики различных клавишных механизмов (а) и зона их разброса (б):

1 — идеализированная; 2 — пианино «Найт» № 42572 (Англия); 3 — пианино «Стейнвей» № 400869 (США); 4 — пианино «Ямаха» № 890644 (Япония); 5 — пианино «Стейнвей» № 400868 (США); 6 — пианино «Калужанка» № 2629 (СССР); 7 — пианино «Ямаха» № 873519 (Япония); 8 — пианино «Этюд» № 70192 (СССР); 9 — пианино «Найт» № 425573 (Англия); 10 — пианино «Петрофф» № 174536 (СССР); 11 — зона, в которую уложились динамические характеристики пианино С-5Б «Заря» № 42893 (СССР)

одного инструмента имеют довольно большой разброс [26]. На рис. 61, б приведена зона разброса характеристик пианино С-5Б № 42893, изготовленного фабрикой «Заря». Поскольку каждый механизм имеет свою динамическую характеристику, то для музыкантов-профессионалов каждый инструмент представляет неповторимую индивидуальность, а следовательно, инструменты не могут быть полностью взаимозаменяемы.

Несовпадение экспериментальных кривых с идеализированной объясняется действием силы трения, гибкостей, которыми было пренебрежено при получении идеализированной кривой. Большей частью наблюдается отклонение этих кривых от идеализированной в сторону большей их горбатости. Это приводит к тому, что при относительно небольшом приросте силы сначала наблюдается быстрый прирост звукового давления, а в дальнейшем, наоборот, большому приросту силы соответствует малый прирост звукового давления, что затрудняет игру на таком инструменте.

Некоторое расхождение идеализированной и экспериментальных кривых в начале координат связано с разбросом статических характеристик механизмов, т. е. силы статического сопротивления.

Слишком большой разброс этих характеристик усложняет дозировку силы удара при игре пианиссимо.

Для реальных механизмов сила статического сопротивления составляет

$$0,5H \leq F_{ст} \leq 1,2H. \quad (3.23)$$

Для идеализированного механизма она принималась равной нулю.

Ценность клавишных механизмов фортепиано тем выше, чем ближе их динамические характеристики к идеализированной, поскольку в этом случае наблюдается наибольшая линейная зависимость от данной инструментом энергии от энергии, приложенной музыкантом.

Зависимость создаваемого звукового давления от прикладываемого музыкантом усилия для инструментов других групп, за небольшим исключением (органы, фисгармонии), следует также считать тем лучшей, чем она ближе к идеализированной. Так, у щипковых и ударных инструментов вследствие непосредственного воздействия музыканта на звучащее тело инструмента динамические характеристики ближе к идеализированной, чем у фортепиано. Исключение составляют классические и электронные органы, фисгармонии и некоторые другие, интенсивность звука которых не зависит от силы удара по клавише.

В баянах, аккордеонах, гармониях создаваемое звуковое давление зависит не от силы удара пальцем по кнопке или клавише, а от усилия, прикладываемого музыкантом при растяжении или сжатии мехов. Поскольку инструменты этой группы привлекают большое внимание разработчиков электромузыкальных инструментов, остановимся на них несколько подробнее.

Исследования показали, что возбуждение язычков начинается с некоторого порогового значения разницы давлений внутри и вне камеры (порога возбуждения), которое в зависимости от вида инструмента и размеров язычка (а следовательно, и частоты его колебаний) может составлять от 40 до 250 Н/м². При очень больших перепадах давлений снаружи и внутри корпуса может наступить срыв колебаний. Порог срыва составляет примерно (2100—2500) Н/м².

Весь рабочий диапазон давлений составляет

$$(40 - 250) \text{ Н/м}^2 \leq p \leq (2100 - 2500) \text{ Н/м}^2. \quad (3.24)$$

Среднее рабочее давление будет равно примерно (500—800) Н/м².

В табл. 10 приведены средние значения усилий, прикладываемых музыкантом от порога возбуждения до порога срыва для аккордеонов 34×88 и 41×120. Аналогичные значения существуют и для баянов.

Из таблицы следует, что прикладываемые усилия при игре на язычковых инструментах значительно больше усилий, прикладываемых при игре на фортепиано. Это объясняется тем, что пианист

Таблица 10. Усилия, прикладываемые музыкантом при игре на аккордеоне, Н

Характер усилия	Аккордеон	
	34×80	41×120
Порог возбуждения	2,4—15	3,4—21
Среднее рабочее	30—50	42—68
Порог срыва	130—160	170—200

прикладывает усилие к одной клавише одним пальцем, а аккордеонист сжимает или разжимает мех кистями рук. Динамические же характеристики аккордеонов, баянов, гармоний, как правило, в значительно большей мере приближаются к идеализированной, чем характеристики фортепиано.

§ 4. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СТРУКТУРА МУЗЫКАЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТОВ

Рассмотренные процессы формирования музыкальных звуков (возбуждение и образование звуковых колебаний с определенной спектральной структурой и огибающими компонентов звуковых колебаний) позволяют выделить некоторые общие функциональные элементы для любого музыкального инструмента независимо от его конструкции и природы звучащего тела. Такими элементами можно считать: возбудитель колебаний, генератор колебаний, преобразователь звукового сигнала, излучатель звука. Любой музыкальный инструмент может быть представлен в виде некоторой функциональной схемы (рис. 62). Тогда получаемый на выходе схемы звуковой сигнал можно описать передаточной функцией

$$k(p) = k_1(p) k_2(p) k_3(p) k_4(p), \quad (3.25)$$

где $k_1(p)$; $k_2(p)$; $k_3(p)$; $k_4(p)$ — передаточные функции соответственно возбудителя, генератора, преобразователя и излучателя колебаний.

Естественно, такое разделение инструмента на функциональные элементы не единственное и является в значительной мере условным. Так, под возбудителем 1 можно понимать, например, клавишный механизм (фортепиано, орган), медиатор (гитара, балалайка), смычок (скрипка, виолончель), пальцы музыканта (гитара, арфа) и т. д.

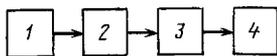


Рис. 62. Функциональная схема музыкального инструмента:

1 — возбудитель колебаний;
2 — генератор колебаний;
3 — преобразователь колебаний;
4 — излучатель звука

Под генератором 2 подразумеваются струны, язычок, мембрана, столб воздуха в органной трубе, обеспечивающие определенные частоту и спектральный состав звуковых колебаний. Преобразователем колебаний 3 у инструментов струнной группы является дека во взаимодействии с корпусом и объемом воздуха внутри инструмента и присущими им амплитудно-частотной

характеристикой и формантной структурой; у инструментов духовой группы функции преобразователя выполняет корпус инструмента и воздушный столб внутри инструмента с присущей ему конфигурацией и т. д. Излучателем 4 являются элементы инструмента или тела, обеспечивающие передачу звуковых колебаний окружающей воздушной среде (дека, корпус, столб воздуха и др.).

При неединственности такой функциональной схемы следует, тем не менее, отметить обязательность наличия всех перечисленных функциональных элементов для любого музыкального инструмента с той лишь оговоркой, что отдельные ее элементы могут совмещаться в том или ином конструктивном узле или, наоборот, выходить за пределы инструмента. Например, в роли возбuditеля могут выступать пальцы музыканта. Кроме того, могут добавляться новые элементы и меняться или добавляться новые функциональные связи элементов к уже ранее названным нами. Так, дека фортепиано выполняет функции преобразователя и излучателя колебаний, а устройства педализации являются новыми функциональными элементами.

У электронных музыкальных инструментов все функциональные элементы, как правило, четко разделены, благодаря чему функциональная схема является удобной формой представления взаимосвязи отдельных конструктивных узлов и уяснения их назначения.

В силу того, что слух человека за время его эволюции в течение миллионов лет сформировался под действием звуков естественного происхождения, эффект восприятия искусственных звуков, звуков электронных инструментов будет в значительной мере зависеть от учета этих физиологических особенностей слуха. Поэтому при разработке электромузыкальных инструментов необходимо учитывать этот факт и максимально использовать опыт эксплуатации традиционных инструментов и результатов исследования происходящих в них процессов звукообразования. Только соблюдая эти условия, можно создать качественные электромузыкальные инструменты.

§ 5. ЭЛЕКТРОМУЗЫКАЛЬНЫЕ ИНСТРУМЕНТЫ, ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СХЕМ

Музыкальная культура каждой эпохи отражает уровень развития человеческого общества и технические средства, которыми оно располагает. До развития электротехники, электроники, электроакустики и некоторых других отраслей науки и техники наших дней электромузыкальные инструменты (ЭМИ) появиться не могли. В связи с применением этих новых средств ЭМИ переживают этап своего бурного развития и совершенствования, перехода от поисковых и опытных работ к промышленному производству. Однако практически неограниченные возможности этих средств используются на сегодня еще в небольшой мере.

Основным и принципиальным отличием ЭМИ от традиционных инструментов является наличие у них активных элементов для формирования и преобразования звуковых сигналов на электронном уровне, т. е. формирование и преобразование колебаний в этих инструментах осуществляется электрическими и электромеханическими цепями и лишь затем эти уже сформированные определенным образом колебания превращаются в акустические сигналы.

В настоящее время такие инструменты можно разделить на три большие группы (рис. 63): адаптированные, электронные (или электронно-механические) и ритмические инструменты. Иногда к числу электромузыкальных инструментов ошибочно относят группу электрифицированных инструментов, которая представлена в основном пневматическими (с электровентиляторами) язычковыми органами.

Адаптированными инструментами являются электрогитары, электробалалайки, электроаккордеоны и другие, т. е. те инструменты, образование механических колебаний в которых осуществляется традиционными средствами, а преобразование механических колебаний в акустические производится с помощью электрических средств.

Электронными инструментами считают такие, в которых процессы образования звуковых колебаний и формирование тембров осуществляются за счет электронных и электромеханических цепей. Такими инструментами являются электроорганы, синтезаторы, электроаккордеоны, эфирные скрипки (терменвоксы) и т. д. К числу одnogолосных (мелодических) электронных относят ЭМИ, при игре на которых одновременно можно извлечь не более одного звука. Это могут быть клавишные, грифовые или эфирные (терменвоксы) инструменты. Такие ЭМИ можно использовать как для сольного исполнения, так и в оркестрах.

Многоголосные инструменты (электроорганы, электроаккордеоны, электрофортепиано и др.) можно применять для исполнения не только мелодической, но и гомофонной и полифонической музыки.

Ритмические инструменты (устройства) используют для имитации инструментов ударной группы (барабанов, щеток, марacas и т. д.). Ритмический рисунок того или иного музыкального характера имитируется, как правило, автоматически по заранее заложенным в устройстве музыкальным программам.

ЭМИ могут включать в себя различные комбинации, содержащие два или несколько инструментов из числа приведенных на схеме (см. рис. 63). Наиболее часто сочетают ритмические устройства с электроорганами или электроаккордеонами.

Функциональные схемы ЭМИ, как и в случае традиционных инструментов, обязательно содержат четыре основных элемента (см. рис. 62): возбудитель колебаний, генератор колебаний, преобразователь колебаний и излучатель звука, а также некоторые другие вспомогательные элементы (переключатели регистров, регуляторы интенсивности звука, генераторы вибрато и т. д.).

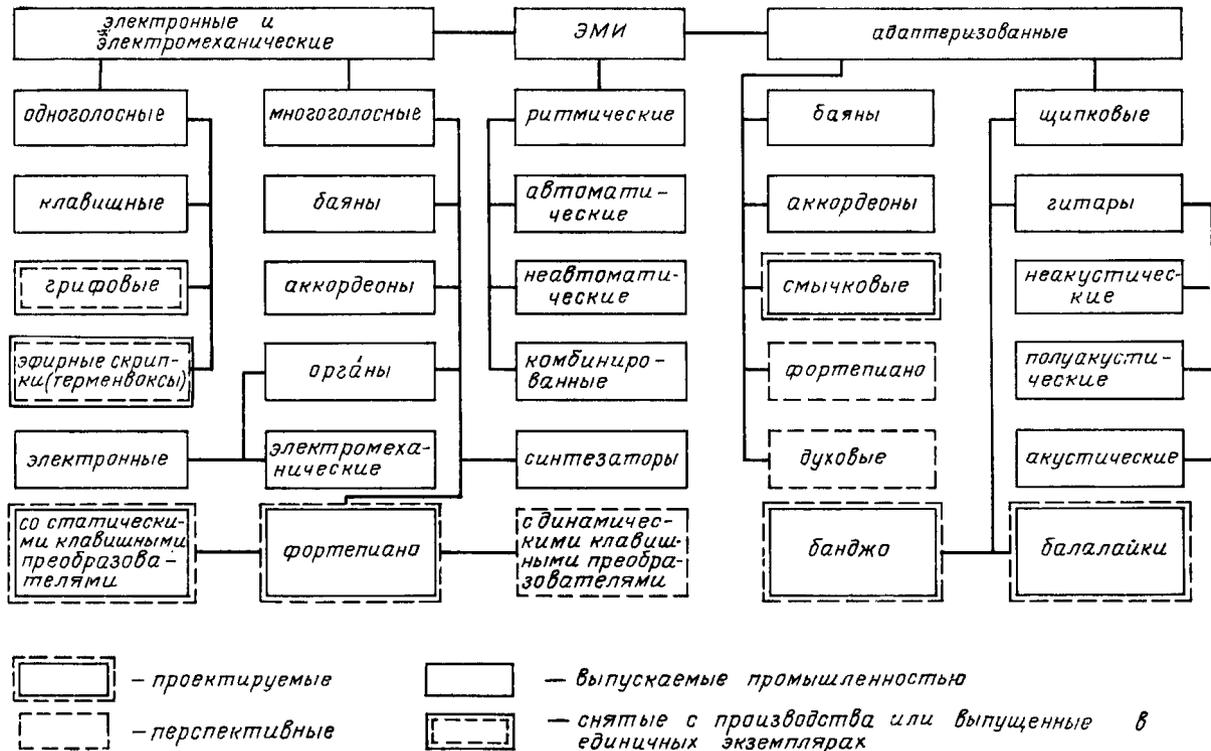


Рис. 63. Классификация электромузыкальных инструментов

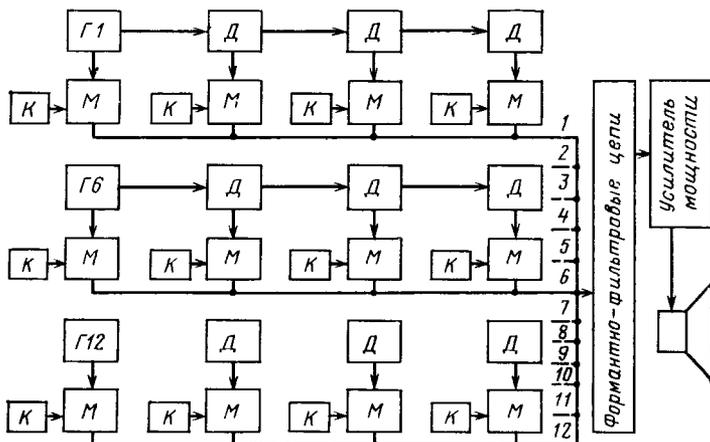


Рис. 64. Функциональная схема электрооргана:
 Г1 ... Г6 ... Г12 — генераторы; Д — делители частоты; К — клавиши;
 М — манипулятор (ключевое устройство)

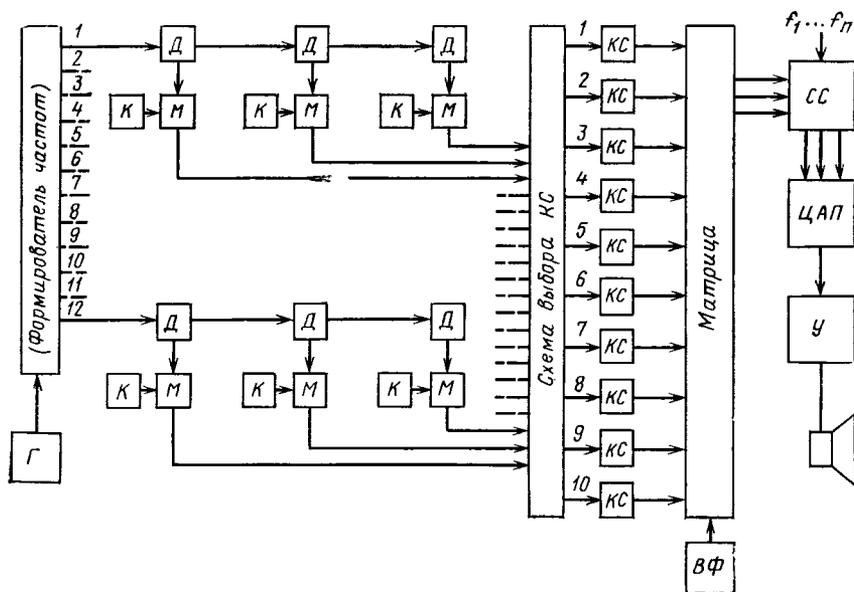


Рис. 65. Функциональная схема цифрового органа:
 Г — генератор ведущий; К — клавиша; КС — кольцевой счетчик; СС — схема совпадения;
 ЦАП — цифроаналоговый преобразователь; У — усилительно-акустическая система;
 ВФ — устройство выбора формы; Д — делитель

На рис. 64 приведена развернутая типовая функциональная схема электрооргана — одного из наиболее распространенных в настоящее время видов ЭМИ. По аналогичной схеме строят большинство современных электронных инструментов. Работа ее заключается в следующем.

Двенадцать генераторов G (на схеме условно показаны лишь три генератора) образуют все звуки высшей октавы. Делители частоты D (их число определяется диапазоном звучания инструмента) понижают частоты генераторов G в соответствующее число раз вплоть до нижней октавы. Музыкант, нажимая на клавишу K , воздействует на ключевое устройство M , называемое обычно манипулятором, которое открывается и пропускает электрические колебания звуковой частоты с генераторов G или делителей D в формантно-фильтровые цепи (темброблок). При этом формируется огибающая переходного процесса звукообразования тем же манипулятором M . Преобразованные после манипулятора колебания темброблоком инструмента подаются на усилитель мощности и акустическую систему.

Существуют и другие функциональные схемы электроорганов. Например, в последние годы получают распространение генераторные основы ЭМИ с одним ведущим генератором. В инструментах предусматриваются, как правило, устройства получения физиологического унисона вибрато, реверберации и т. д. Но последние можно считать развитием уже рассмотренной блок-схемы.

Несколько особый подход используется при построении цифровых органов. Функциональная схема такого органа, предложенного американцем Дойчем, приведена на рис. 65. В его основе лежит идея замены формантно-фильтровых систем матрицей с памятью формы сигнала, обеспечивающего необходимый тембр звучания. Работа его заключается в следующем. Генераторная основа с одним ведущим генератором G (формирователем частот) выдает сетку частот электрических колебаний равномерно-темперированного строя в N раз выше частот наиболее высокой (например, пятой) октавы инструмента. Дальше через цепочки из делителей D производится деление (понижение частоты на требуемое количество октав) каждого из 12 полученных сигналов генераторной основы.

При нажатии клавиши K через подклавишное коммутирующее устройство M сигнал, частота которого в N раз превышает частоту тона нажатой клавиши, поступает на схему выбора свободного кольцевого счетчика $КС$, для которого такой сигнал играет роль тактовых импульсов. В матрице зашифрована форма периода музыкального звука с помощью N дискретных значений, считываемых через равные промежутки времени, соответствующие нажатой клавише.

Таким образом, до тех пор, пока нажата клавиша и, следовательно, работает кольцевой счетчик, на выходе матрицы появляются в дискретной форме периодические сигналы, которые поступают на схему совпадения $СС$. На эту же схему одновременно по-

даются тактовые сигналы с частотой, равной частоте сигнала нажатой клавиши. Со схемы совпадения сигналы поступают на цифроаналоговый преобразователь ЦАП и дальше на усилительно-акустическую систему У.

При одновременном нажатии нескольких клавиш с помощью схемы совпадения на отдельные выходы ЦАП поступают сигналы, соответствующие отдельным нажатым клавишам.

Поскольку один период звукового сигнала зашифрован N значениями, то лишь после поступления на кольцевой модулятор N импульсов на выходе ЦАП появится в аналоговой форме один период звукового сигнала, соответствующего звуковой частоте нажатой клавиши. До тех пор, пока нажата клавиша на выходе ЦАП будет сигнал звуковой частоты.

Тембр звука можно изменить с помощью устройства выбора формы ВФ.

В такой схеме количество кольцевых счетчиков обычно не превышает 10, так как практически музыкант не может нажать одновременно более 10 клавиш. Число N может составлять, например, 48, что определяется количеством необходимых дискретных значений для передачи без искажения формы колебания в течение одного периода.

В цифровых органах предусматривают также дополнительные устройства для формирования атаки и затухания звука (на рис. 65 не показаны).

Недостатком такого органа можно считать сложность его схемы и неизменность формы сигнала как во времени, так и по диапазону частот. Тем не менее при разработке специальных интегральных схем и некотором дальнейшем развитии функциональной схемы такие органы могут найти широкое применение.

Глава IV

ФОРМИРОВАНИЕ ТЕМБРОВ ЭМИ

§ 1. КАЧЕСТВЕННЫЕ ПРИЗНАКИ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ ЭМИ

Некоторые формальные качественные признаки, характеризующие тембровые качества музыкальных инструментов, были рассмотрены в гл. III, § 2. Установлено, что основными качественными признаками звука, определяющими его тембр, являются спектральный состав звукового сигнала и характер переходных процессов. Различие фазовых соотношений гармонических составляющих двух звуковых сигналов с одинаковым спектральным составом не приводит, как правило, к различным тембрам, если эти соотношения в процессе звучания не изменяются. Это значит, что два звуковых сигнала, имеющие одинаковый спектральный состав, интенсивность гармоник и идентичные переходные процессы будут иметь одинаковый, практически неотличимый тембр.

Для придания звуку высотной и тембровой значимости необходим сигнал со сложным спектральным составом. Высотная значимость звука определяется первыми и близлежащими гармониками. Тембр же звука определяется прежде всего его спектральным составом, включающим в себя не только близлежащие к первой, но и остальные гармоники, хотя степень влияния их на окраску звука не равноценна. Отсутствие в звуке ряда гармоник высокого порядка на слух может быть не обнаружено. Гармоники первые и близлежащие к ним (до 5—6) придают тембру звука бархатистость, мягкость. Гармоники высокого порядка (до 16—20) накладывают на тембр звука отпечаток светлоты, ясности, резкости.

Независимо от природы музыкального звука для него характерно большое количество обертонов. Низкие звуки имеют, как правило, большее число обертонов. По мере перехода от низкого регистра к высокому число гармоник музыкального звука уменьшается, и основная энергия сигнала, приходящаяся в низком регистре на высшие гармоники, в высоком регистре сосредоточивается в основном тоне.

Переходной процесс, связанный с образованием музыкальных звуков, является индивидуальным для каждой гармонической составляющей звука. С увеличением номера обертона скорость протекания переходного процесса обычно увеличивается. В звуковых сигналах, содержащих большое число обертонов, интенсивность которых достаточно велика, возможно появление диссонансов между обертонами выше шестого. Поэтому в реальных ЭМИ часто бывает целесообразно уменьшать интенсивность этих обертонов или прозводить их разрядку (гл. II, § 7), что позволит сохранить светлоту тембра и снизить не только неприятные ощущения вследствие диссонантности, но и уменьшить комбинационные тоны.

Что касается периодичности колебаний звукового сигнала, то для музыкального звука под ней следует подразумевать не абсолютный, а некоторый средний период колебаний, поскольку негармоничность обертонов, непостоянство спектра, унисонный эффект, вибрато и т. д., являющиеся неотъемлемыми признаками музыкальности звука, приводят как раз к непостоянству формы и периода колебаний.

Опыт показал, что стационарный звуковой сигнал с любым содержанием спектра не обладает достаточной степенью музыкальности, если в процессе звучания не происходит определенных флуктуаций его параметров (частоты, спектра, интенсивности). Некоторая надоедливость звучания, присущая многим современным ЭМИ, объясняется как раз либо недостаточностью, либо однообразием таких флуктуаций. Флуктуации являются как бы показателем музыкальной информативности формируемого инструментом звука. Что касается флуктуаций параметров сигналов в ЭМИ, то, несмотря на большие потенциальные возможности

этих инструментов, они уступают пока большинству традиционных инструментов, особенно таким, как рояль.

В общем случае периодический звуковой сигнал можно охарактеризовать частотой f_0 , спектром S_0 и интенсивностью I_0 . Музыкальному же сигналу свойственны и некоторые изменения во времени этих параметров Δf , ΔS , ΔI , т. е. для точной характеристики музыкального звука необходимо описать зависимости $f = f_0 + \Delta f$; $S = S_0 + \Delta S$; $I = I_0 + \Delta I$. Причем, если значения f_0 , S_0 и I_0 могут быть постоянны и заранее определены, то величины Δf , ΔS , ΔI должны изменяться в определенных границах по определенным законам.

Так, под Δf можно понимать изменение частоты звукового сигнала за счет воздействия вибрато или возникающего унисонного (физиологического) эффекта между составляющими звукового сигнала вследствие естественной негармоничности обертонов, например, у струнных инструментов и т. д. Такие изменения или флуктуации частоты могут создавать приятные тембровые оттенки, если величина этих флуктуаций не выходит за область физиологического унисона.

Под ΔS подразумевается изменение спектрального состава звука, например, за счет переходных процессов атаки, а также за счет затуханий различной длительности для каждой или отдельной составляющей спектра.

Величина ΔI представляет собой изменения интенсивности основного тона и каждого обертона вследствие переходных процессов атаки и затухания, а также амплитудного вибрато или флуктуаций интенсивности, возникающих за счет биений, образуемых в сложных связанных механических или электрических колебательных системах.

На рис. 66 показаны зависимости изменения интенсивности шести компонентов возбуждаемого смычком тона a^1 (435 Гц) скрипки, полученные Г. Бакгаузом [29]. Изменения параметров здесь отражают особенность звука скрипки.



Рис. 66. Процесс нарастания звука скрипки для шести гармоник тона ля первой октавы

Влияние флуктуаций интенсивности звука, возникающих в гитарах, арфах, скрипках на качество звука исследовала Н. Л. Плоткина [30]. В результате было установлено, что качество музыкальных инструментов очень сильно зависит от наличия и характера таких флуктуаций. Оказалось, что чем лучше инструмент, тем отчетливее выражены изменения интенсивности ΔI , возникающие за счет биений, являющихся результатом взаимодействия струнной одежды и корпуса инструмента. Флуктуации лучших инструментов более продолжительны и более ин-

тенсивны. Диапазон изменения флуктуаций при переходе от хороших инструментов к плохим весьма велик. У плохих инструментов флуктуации интенсивности выражены слабо и быстро затухают.

Частоты флуктуаций у гитары, исследованной в работе [30], составили 25 ± 5 Гц. Есть основания предполагать, что при более тщательных исследованиях могли бы быть обнаружены и другие частоты флуктуаций. Очевидно оптимальными, с точки зрения качества звука, следует считать область частот биений, не вызывающих неприятных ощущений, т. е. от долей Гц до 15 (см. гл. II, § 7). У рояля, пианино и других струнных инструментов, естественно, область частот биений может быть весьма многообразной.

Если взглянуть на процесс исполнения музыкальных произведений с инженерных позиций, то этот процесс фактически также заключается в получении изменяющихся по определенным законам создаваемым композитором и реализуемым музыкантом звуковых сигналов с переменными параметрами

$$\Delta f_0, \Delta S_0, \Delta I_0,$$

где Δf_0 — любое изменение частоты от некоторой фиксированной, происходящее за счет перехода от одного тона к другому; ΔS_0 — изменение спектра сигнала за счет изменения количества и качества одновременно звучащих тонов при исполнении музыкального произведения на данном инструменте; ΔI_0 — изменение интенсивности звука за счет изменения количества и качества извлекаемых звуков и за счет громкостной градации, предусмотренной нотным материалом, т. е. градацией от пиано-пианиссимо до форте-фортиссимо.

Таким образом, любое музыкальное произведение, исполняемое на данном инструменте, с инженерных позиций может быть задано некоторой функцией

$$p_x = \psi(f_0; S_0; I_0; F_x; S_x; I_x), \quad (4.1)$$

де $F_x = \Delta f + \Delta f_0$; $S_x = \Delta S + \Delta S_0$; $I_x = \Delta I + \Delta I_0$.

Достоинства музыкального инструмента оцениваются как раз тем, насколько гибко позволяет он варьировать этими параметрами и насколько параметры Δf , ΔS , ΔI способны обеспечить музыканту возможность реализовать замыслы композитора. Чем больше возможностей заложил конструктор для получения желаемых флуктуаций Δf , ΔS , ΔI и чем ближе эти возможности к оптимальным, тем проще музыканту, воспроизведя параметры Δf_0 , ΔS_0 , ΔI_0 , получить желаемые параметры $(F_x + f_0)$; $(S_x + S_0)$; $(I_x + I_0)$.

Параметры музыкального звука, зависящие как от инструмента, так и от музыканта, невозможно заменить одни другими. Поэтому, естественно, качество воспроизводимой музыки зависит как от качества музыкального инструмента, так и от исполнительских и творческих качеств музыканта и композитора.

Задачей разработчиков ЭМИ является создание инструмента, позволяющего реализовать не только некоторые требуемые параметры f_0 , S_0 , I_0 , но и наилучшим образом использовать флуктуации Δf , ΔS , ΔI .

В современных ЭМИ применяют в основном два способа формирования тембра звукового сигнала. Это синтез сигнала из нескольких исходных (аддитивный способ) и формантное преобразование сигнала (субтрактивный способ). В свою очередь синтез звуковых сигналов подразделяется на синтез из простых исходных компонентов (синусоид), который называют обычно гармоническим синтезом, и синтез из сложных исходных компонентов, в том числе регистровый.

§ 2. ГАРМОНИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ

Наиболее простым способом получения желаемого спектра музыкальных сигналов является непосредственный его синтез из отдельных синусоидальных компонентов с кратными частотами, складываемых в требуемом соотношении

$$u = u_1 \sin(\omega t + \alpha_1) + u_2 \sin(2\omega t + \alpha_2) + \\ + u_3 \sin(3\omega t + \alpha_3) + \dots + u_n \sin(n\omega t + \alpha_n). \quad (4.2)$$

При таком способе формирования спектра тембр звука будет в основном определяться количеством и амплитудными значениями гармоник $u_1, u_2, u_3, \dots, u_n$, причем предполагается, что амплитуды гармоник, определяющие интенсивность звука, могут зависеть от времени, т. е. $u_n = n_n + \Delta u_{0n}(t)$.

При гармоническом синтезе спектр звукового сигнала можно получить и негармоничным, если для отдельных составляющих сигнала (обертонов) допустить соотношения не кратные первой гармонике. Синтезируя негармонический спектр, можно значительно оживить тембр звука, если величину негармоничности уложить в определенные пределы, когда некрatность гармоник звука слухом распознается как унисон (см. гл. II, § 7).

При достаточном количестве исходных источников синусоидальных сигналов можно синтезировать практически любой спектр звукового сигнала. На рис. 67 показана схема получения синтезированного сигнала. Амплитуды синусоидальных сигналов, поступающих с генераторов $G_1—G_5$, устанавливаются переменными резисторами R_0 (рис. 67, а). Для устранения взаимного влияния генераторов при смешении сигналов используются резисторы R . Качественное преобразование формы синтезированного сигнала в зависимости от числа смешиваемых гармоник при нулевых начальных фазах показано на рис. 67, б.

Такой метод синтеза звукового сигнала широко использован в электромеханических органах Хаммонда. Электрическая схема синтеза, применяемая в этих органах, показана на рис. 68. Сигналы от генераторов синусоидальных тонов поступают на подклавишные контакты и при нажатии на клавиши подаются на общие сборные шины, которые в свою очередь связаны с вытяжными гармоническими стержнями, являющимися одновременно переключателями отводов обмоток трансформатора. В зависимости от положения стержня сигнал с шины подается на ту или иную часть

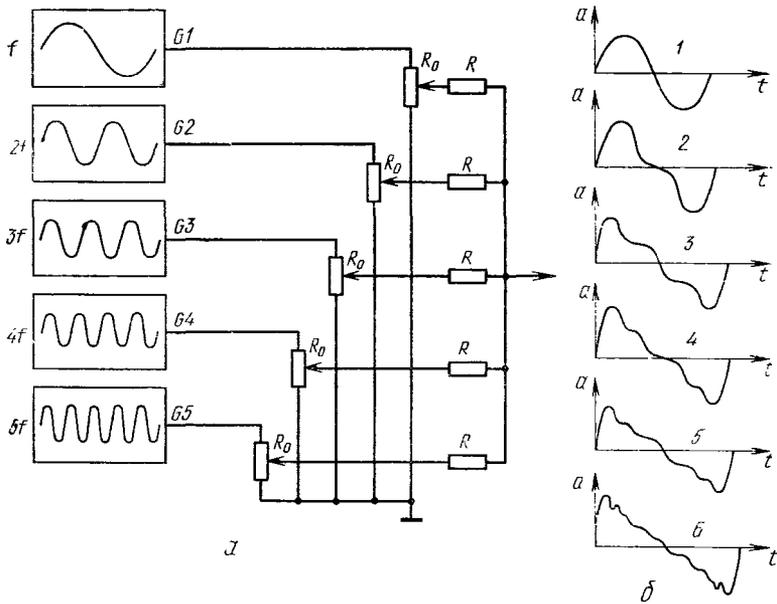


Рис. 67. Схема синтеза музыкального звука:
 a — электрическое устройство; b — формируемый сигнал

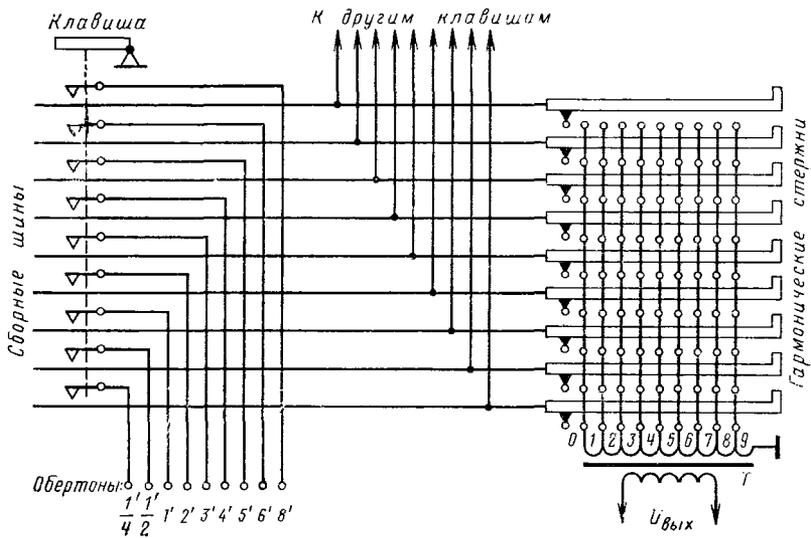


Рис. 68. Схема гармонического синтеза в органах Хаммонда

обмотки, и соответственно на вторичной обмотке появляется та или иная амплитуда гармоник, поступающая с данной шины. Вторичная обмотка трансформатора подключается к усилителю низкой частоты.

В табл. 11 в качестве примера приведены относительные амплитуды гармоник, устанавливаемые с помощью вытяжных стержней органа Хаммонда для получения спектров сигналов, соответствующих некоторым тембрам звуков.

Таблица 11. Спектры для некоторых тембров, получаемых в органе Хаммонда

Характер тембра	Относительные амплитуды гармоник							
	1	2	3	4	5	6	7	8
Основной регистр органа	4	4	3	2	1	—	—	—
Флейта	3	1	—	—	—	—	—	—
Рожок	3	4	2	1	1	—	—	—
Труба	5	6	7	4	—	—	—	—
Флейтообразный	4	2	2	2	1	1	—	1
Струнный звук	—	1	1	1	1	1	—	1
Гобой	3	6	7	5	2	2	—	—

В области исследования тембров ЭМИ большую работу выполнил А. А. Володин [31]. Созданная им группа одноголосных ЭМИ «Эквотин» по своим тембровым характеристикам выгодно отличается от других одноголосных инструментов. В данной книге приводятся некоторые результаты опубликованных работ А. А. Володина по гармоническому синтезу. Отдельные из них сведены в табл. 12, причем оценку тембров в таблице автор пытался сохранить данную А. А. Володиным.

Таблица 12. Некоторые варианты гармонического синтеза ЭМИ

Характеристика тембра (по оценке А. А. Володина)	Относительные амплитуды гармоник в долях от 100 условных единиц					
	1	2	3	4	5	6

Синтез звука при частотах первой гармоники 50—100 Гц

Четкое ощущение полноты звука и основного тона	—	20	3—10	—	—	—
Ощущение полноты звука при наличии гудящего оттенка	10	15	5	—	—	—
Хорошее звучание полного тембра (изъятие пятой гармоники повышает звук на октаву)	—	20	—	15	5	—
Впечатление наибольшего благозвучия и единства тембра	15	0—15	6	4	2	0,5
Хорошо интонированный довольно плотный бас	11	10	10	5	1	0,2
Наполненный бас	—	6	10	7	2	0,5

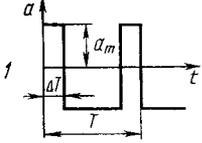
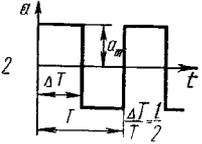
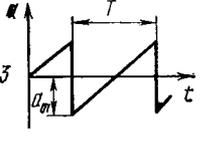
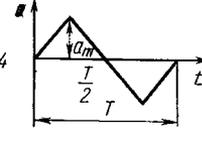
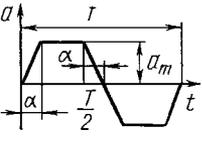
Характеристика тембра (по оценке А. А. Володина)	Относительные амплитуды гармоник в долях от 100 условных единиц					
	1	2	3	4	5	6
<i>Синтез звука при частотах первой гармоники 200—250 Гц</i>						
Оптимальный тембр, звучащий, как тембр фагота с мягким кларнетом	20	25	10	4	—	—
Отсутствует полнота, тембр резкий формантный типа кларнета и дудука	—	20	10	5	—	—
Довольно цельный и четкий мягкий кларнетный тембр	20	—	10	5	—	—
Впечатление наибольшего благозвучного единства	15	10	10	5	4	2
Сочетание удовлетворительного единства с напряженностью тембрового впечатления	20	3	3	7	5	1
<i>Синтез звука при частотах первой гармоники 400—500 Гц</i>						
Оптимальный по слитности тембр четырехкомпонентный, имеющий флейтово-гобойный тусклый оттенок средней музыкальной ценности	20	20	7—15	0—30	—	—
Четкое тембровое впечатление кларнета	20	—	15	10	—	—
Тембр имеет горловой характер	—	20	15	10	—	—
<i>Синтез звука при частотах первой гармоники около 1000 Гц</i>						
Оптимальный по слитности четырехкомпонентный тембр	10	40—60	20—40	5—10	—	—
Тусклый кларнетный тембр	10	—	30	7	—	—
Струнный с сильным свирельным оттенком	0,3	10	20	50—70	—	—

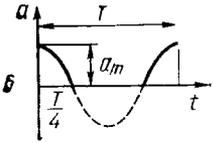
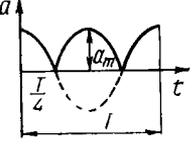
Достоинства гармонического синтеза заключаются в простоте получения спектра звукового сигнала желаемого тембра. Однако в этом случае приходится вносить некоторые усложнения в электрическую схему ЭМИ. Кроме того, при гармоническом синтезе сложным оказывается управление параметрами ΔS , ΔI , Δf . Поэтому в большинстве современных органов используют в техническом отношении более простой синтез спектра звуковых сигналов, при котором исходные сигналы имеют не синусоидальную, а более сложную форму.

§ 3. НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ТЕМБРОВ ЭМИ

В табл. 13 приведены формы некоторых из числа часто получаемых в ЭМИ электрических сигналов для формирования различных тембров и уравнения, описывающие такие сигналы. Наиболее богаты гармониками спектры пилообразных и прямоуголь-

Таблица 13. Некоторые электрические сигналы, используемые при формировании тембров ЭМИ

Форма сигнала	Уравнения, описывающие периодические колебания данной формы
	$\frac{4a_m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{\pi n \cdot \Delta T}{T}}{n} \cos (n\omega t - \alpha_n)$ $\omega = 2\pi/T$
	$\frac{4a_m}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)$
	$4a_m \left(\sin \omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t - \frac{1}{4} \sin 4\omega t + \dots \right)$
	$\frac{8a_m}{\pi^2} \left(\sin \omega t - \frac{1}{9} \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\omega t - \frac{1}{49} \sin 7\omega t + \dots \right)$
	$\frac{4a_m}{\alpha\pi} \left(\sin \alpha \cdot \sin \omega t + \frac{1}{9} \sin 3\alpha \cdot \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\alpha \cdot \sin 5\omega t + \dots \right)$

Форма сигнала	Уравнения, описывающие периодические колебания данной формы
	$\frac{2a_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{\pi}{4} \cos \omega t + \frac{1}{1 \cdot 3} \cos 2\omega t - \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\omega t + \frac{1}{5 \cdot 7} \cos 6\omega t - \dots \right)$
	$\frac{4a_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{1 \cdot 3} \cos 2\omega t - \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\omega t + \frac{1}{5 \cdot 7} \cos 6\omega t - \frac{1}{7 \cdot 9} \cos 8\omega t + \dots \right)$

ных сигналов. У сигналов других форм амплитуды гармонических компонентов убывают слишком быстро.

Спектры прямоугольных сигналов в значительной мере зависят от скважности $\Theta = T/\Delta T$. Все гармоники, кратные скважности, из спектра выпадают (рис. 69). Таким образом, варьируя скважно-

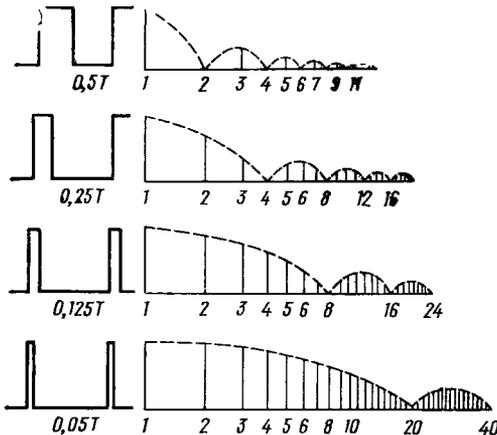


Рис. 69. Зависимость спектра прямоугольных сигналов от их скважности

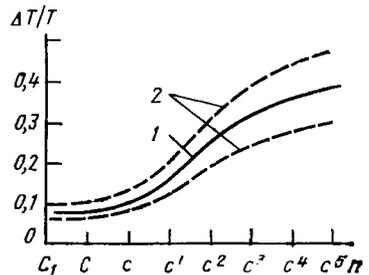


Рис. 70. Зависимость оптимальной величины отношения $\Delta T/T$ от высоты звука при имитации тембров струнных инструментов (по данным А. А. Володина):

1 — оптимальная кривая; 2 — границы допустимого разброса

стью сигнала, можно в значительной мере воздействовать на исходный его спектр, что позволяет придать ему те или иные музыкальные достоинства.

В результате экспериментальных исследований А. А. Володин [15] установил некоторые оптимальные значения скважности сигнала. Кривая 1 (рис. 70) выражает зависимость, обратную скважности, т. е. отношению длительности импульса ΔT к периоду колебаний T , являющуюся оптимальной при имитации тембров струнных музыкальных инструментов и в первую очередь виолончели и скрипки. Кривые 2 обозначают границы, внутри которых эта зависимость еще сохраняется.

Имитировать оркестровые духовые инструменты медной группы удается при скважности прямоугольных импульсов $\Theta=10$. При имитации кларнетных тембров наиболее удобными оказываются прямоугольные импульсы со скважностью $\Theta=2$. В этом случае в спектре сигнала отсутствуют все нечетные гармоники. Нечетные гармоники отсутствуют также в спектрах колебаний закрытых органных труб, что при некотором формантном преобразовании сигналов делает возможной их имитацию.

Изменение скважности прямоугольных сигналов изменяет не только количество и состав гармоник, но и их амплитуды. Для сравнения в табл. 14 приведены отношения амплитуд гармоник к амплитуде прямоугольных импульсов при скважностях, равных двум и десяти.

Пилообразные колебания содержат полный ряд гармоник аналогично спектрам колебаний, возникающих в открытых трубах

Таблица 14. *Отношение амплитуды гармоник к амплитуде прямоугольных импульсов при различных скважностях сигнала*

Номер гармоники	Отношение амплитуды гармоник к амплитуде прямоугольных импульсов при скважностях		Номер гармоники	Отношение амплитуды гармоник к амплитуде прямоугольных импульсов при скважностях	
	$\theta=2$	$\theta=10$		$\theta=2$	$\theta=10$
1	0,637	0,197	16	0	0,037
2	0	0,187	17	0,037	0,03
3	0,213	0,172	18	0	0,02
4	0	0,150	19	0,03	0,01
5	0,127	0,127	20	0	0
6	0	0,101	21	0,03	0,009
7	0,09	0,073	22	0	0,017
8	0	0,046	23	0,027	0,02
9	0,07	0,021	24	0	0,025
10	0	0	25	0,025	0,025
11	0,057	0,017	26	0	0,023
12	0	0,031	27	0,02	0,019
13	0,049	0,039	28	0	0,013
14	0	0,043	29	0,02	0,006
15	0,04	0,042	30	0	0

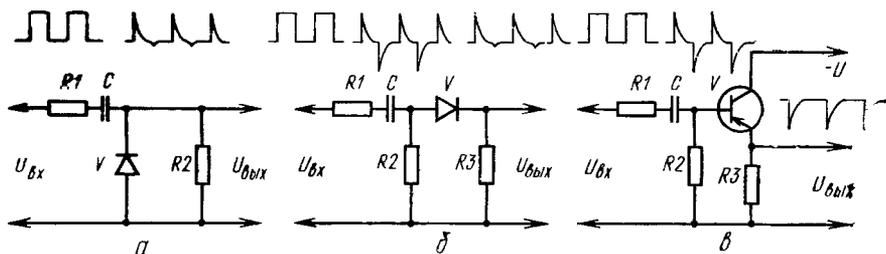


Рис. 71. Схемы преобразования прямоугольных импульсов:

а — с диодом, включенным параллельно нагрузке; *б* — с диодом, последовательно включенным с нагрузкой; *в* — транзисторная

органа. После несложных преобразований такие сигналы можно использовать для имитации тембров открытых органных труб, а также тембров флейтового характера.

Однако чаще прибегают к формированию сигналов других форм с желаемым спектром из исходных прямоугольных сигналов. На рис. 71 приведены схемы формирования остроконечных экспоненциально затухающих импульсов из сигналов прямоугольной формы путем использования дифференцирующих емкостей и обрезания с помощью диодов или транзистора одной полуволны колебаний. (Схемы *а* и *б* не имеют каких-либо преимуществ одна относительно другой, и предпочтение той или иной из них может быть отдано лишь в связи с конкретным схемным решением соответствующего узла ЭМИ в целом.)

Схема рис. 71, *в* выполнена на транзисторе, что позволяет одновременно с формированием желаемого импульса обеспечить его усиление по току и снижение выходного сопротивления схемы.

Формируемые такими схемами импульсы имеют один из фронтов прямой, а другой — спадающий по закону

$$u(t) = u_0 e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (4.3)$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени схемы; R — активное сопротивление, образованное всеми цепями, включенными последовательно с емкостью (для полупериода формирования импульса).

Колебания исходные и получаемые в результате их преобразования при различных постоянных времени, а также спектры сформированных сигналов приведены на рис. 72. Такие сигналы, как показано А. А. Володиным [31], являются хорошей основой для образования флейтовых тембров при использовании соответствующих фильтров и формантных контуров.

Если из схемы (см. рис. 71, *а*) исключить диод и на вход полученной схемы, т. е. дифференцирующей цепочки, подавать прямоугольные сигналы со скважностью $\Theta = 5-20$, то получаемые на выходе сигналы при постоянной времени цепи $\tau = (0,02-0,05) T$ будут иметь смягченный тембровый оттенок духовых инструментов медной группы.

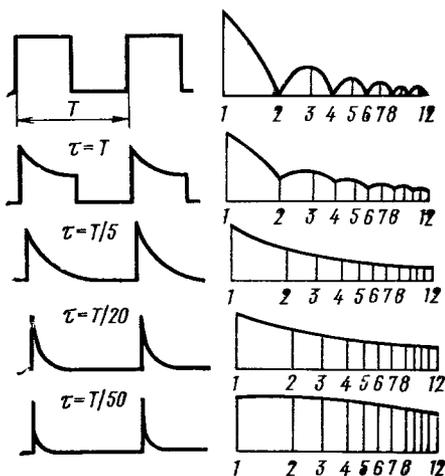


Рис. 72. Преобразование прямоугольных импульсов

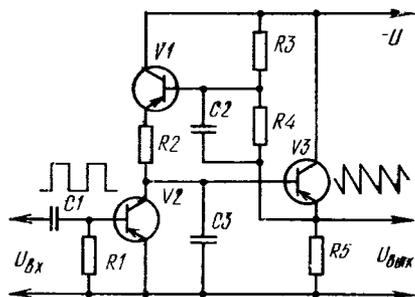


Рис. 73. Схема формирования пилообразных импульсов из прямоугольных

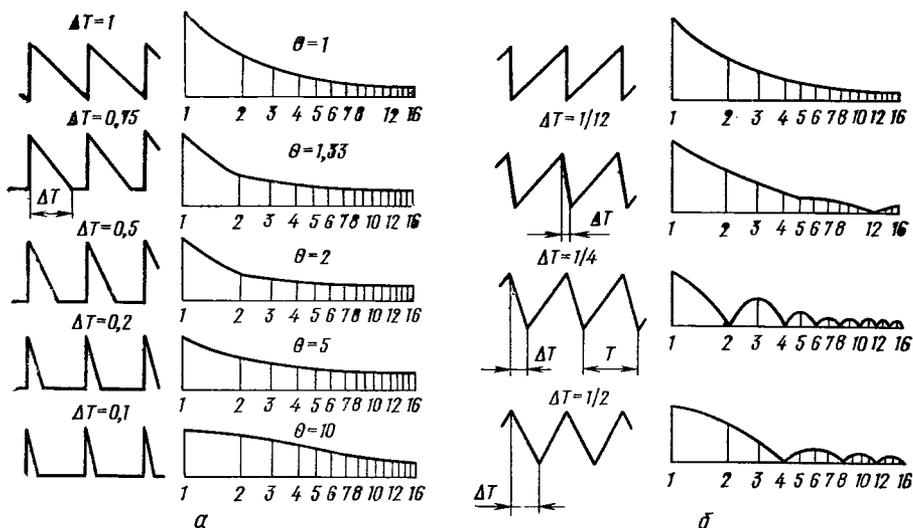


Рис. 74. Зависимость спектра сигнала от степени ограничения (а) и наклона фронтов (б) пилообразных сигналов

Сигналы пилообразной формы могут быть получены с помощью схемы (рис. 73). В момент подачи прямоугольного импульса на дифференцирующую емкость конденсатора $C1$ формируется короткий импульс, открывающий транзистор $V2$. В результате конденсатор $C3$ быстро разряжается, и после прекращения действия отрицательной полуволны импульса транзистор $V2$ вновь закрывается, а конденсатор $C3$ начинает заряжаться от источника напряжения питания через транзистор $V1$ и резистор $R2$. С эмиттерного повторителя, собранного на транзисторе $V3$, снимается выходное напряжение, которое также подается через цепочку $C2R4$ на базу транзистора $V1$, обеспечивающего постоянство тока заряда конденсатора $C3$. При этом для получения линейного наклонного фронта формируемых сигналов необходимо иметь постоянную времени заряда емкости значительно больше периода колебаний поступающих на вход схемы сигналов, а сопротивление резистора $R3$ значительно больше сопротивления резистора $R4$. Изменяя емкость конденсатора $C3$, можно регулировать время ее заряда и получать различные формы импульсов и спектры сигналов на выходе схемы (рис. 74, а). Если емкость конденсатора $C1$ сделать достаточно большой и подавать на вход схемы прямоугольные импульсы различной длительности, то получим импульсы, имеющие плоские площадки, аналогичные показанным на рис. 74, а, но с другой стороны импульса. Изменяя длительность поступающих на вход импульсов, можно изменять размеры этой площадки.

При добавлении в эмиттер транзистора $V2$ дополнительного резистора, замедляющего разряд конденсатора $C3$ и подбирая емкость конденсатора $C1$, можно получать формы и спектры сигналов, близкие к показанным на рис. 74, б.

Рассмотренные примеры, естественно, не исчерпывают всех возможных случаев преобразования сигналов. Однако такие преобразования часто применяются и удобны для использования в ЭМИ, так как преобразуемые прямоугольные сигналы весьма просто можно получать и формировать из сигналов других форм, и они практически не подвержены нелинейным искажениям, что обеспечивает стабильность параметров как преобразуемых, так в значительной мере и преобразованных сигналов.

§ 4. СМЕШЕНИЕ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ ТЕМБРОВ

Смешение несинусоидальных сигналов различных форм и амплитуд позволяет путем их комбинаций получить в результате сигналы, по форме и спектральному составу значительно отличающиеся от исходных. Путем такого смешения в необходимых случаях можно сконцентрировать энергию сигнала в любой части его спектра и придать ему желаемые тембровые оттенки до применения формантных систем. Наиболее часто смешивают прямоугольные и пилообразные колебания. Типичный пример такого смешения показан на рис. 75. Если взять исходные сигналы — пря-

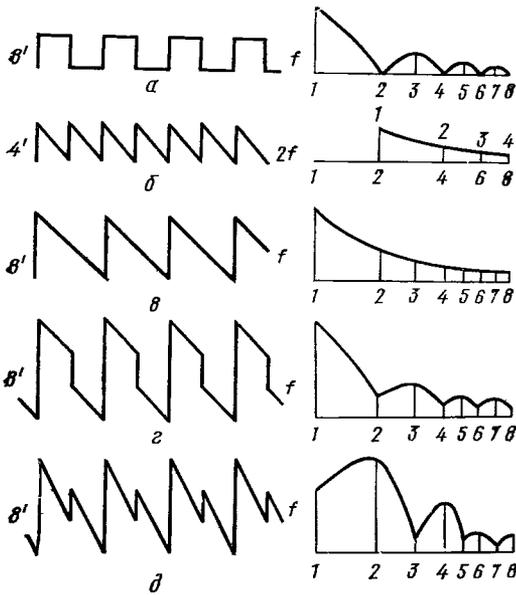


Рис. 75. Смещение прямоугольных и пилообразных сигналов

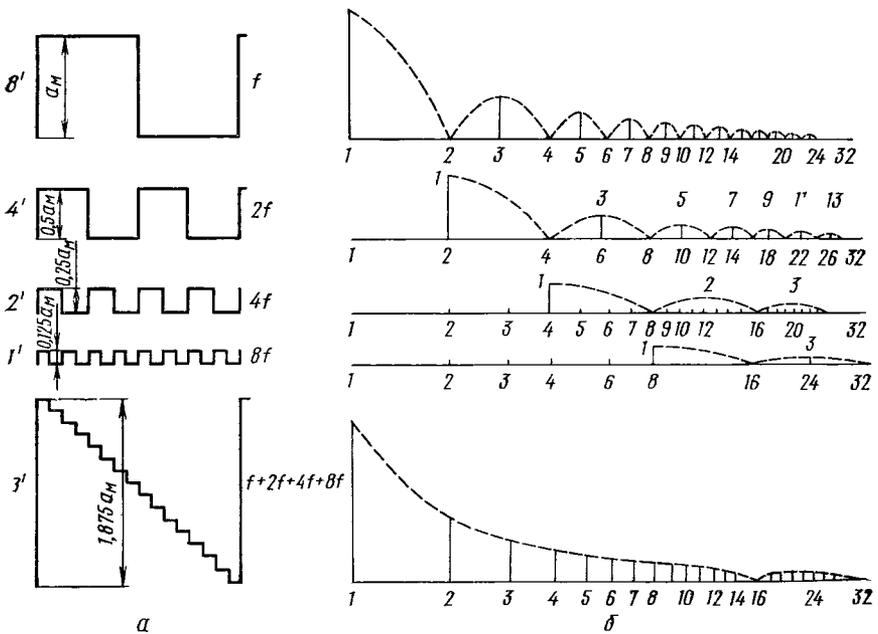
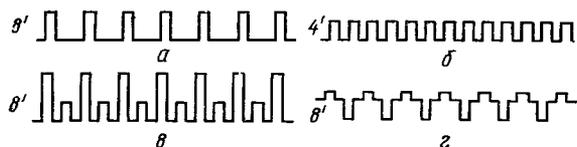


Рис. 76. Октавный синтез сигналов, близких к пилообразным, из исходных прямоугольных:

а — формы сигналов; б — спектр

Рис. 77. Различные формы сигналов, получаемых из исходных прямоугольных:

a и *б* — исходные сигналы;
в и *г* — синтезированные



моугольный (рис. 75, *a*) со скважностью $\Theta=2$ и пилообразный (*б*), причем амплитуды их сделать равными, а частоту пилообразного сигнала взять на октаву выше частоты прямоугольного, то после сложения этих сигналов получим сигнал (*в*) пилообразной формы с частотой, равной частоте исходного прямоугольного сигнала. При этом спектр полученного сигнала будет включать в себя спектры исходных компонентов. При неравенстве амплитуд исходных сигналов пилообразного сигнала не получим. В случае если амплитуда прямоугольного сигнала больше амплитуды исходного пилообразного, то получим сигнал (*г*), а если больше амплитуда пилообразного сигнала, то будем иметь сигнал (*д*).

В случае смещения сигналов прямоугольной формы, которые, кстати, наиболее часто используют в ЭМИ, их октавный синтез при отношении амплитуд компонентов к амплитуде самого низкочастотного сигнала, равном 0,5; 0,25; 0,125, получим сигнал, по форме и спектральному составу близкий к пилообразному (рис. 76). Основное отличие синтезированного сигнала от пилообразного заключается в данном случае в отсутствии шестнадцатой и кратной ей гармоник.

Дальнейшее увеличение числа исходных компонентов приведет к уменьшению отличий по спектральному составу и форме между синтезированным и пилообразным сигналами.

Находят применение сигналы, образуемые двумя компонентами с частотами, отличающимися на октаву и имеющие равные длительности импульсов. Например, основной сигнал *a* (рис. 77), имеющий скважность $\Theta=4$, складывается с удвоенным сигналом *б*, имеющим скважность $\Theta=2$. В результате синтезированный сигнал примет вид *в*. Если из сигнала *a* вычесть сигнал *б*, что равносильно изменению его фазы на 180° , то получаемый в этом случае сигнал будет иметь вид, показанный на рис. 77, *г*.

На практике такой синтез не ограничивается сложением октавных сигналов. Широкое применение нашел также квинтовый синтез. В этом случае к нижнему по частоте сигналу добавляется квинта через октаву (дуодецима) или через несколько октав. Это позволяет дополнить сигнал основной частоты составляющими, близкими по частоте к третьей, шестой, двенадцатой, двадцать четвертой и т. д. гармониками (табл. 15).

Терцовый синтез (терция через две октавы, три октавы) дает частоты, близкие к пятой, десятой и другим гармоникам. Иногда при необходимости подчеркнуть седьмую или четырнадцатую гармоники для синтеза используют интервал септиму через две и три октавы.

Синтез, при котором для получения гармонических компонентов используют сигналы равномерно-темперированной шкалы (ин-

Таблица 15. Высотные соотношения регистров органов и ближайших гармоник

Регистр, фут	Интервал от нижнего тона октавы	Тон, соответствующий выключаемому регистру (на примере клавиши до 1-й октавы)				Отклонение частоты тона регистра от частоты ближайшей гармоники	
		По музыкальной шкале	Частота, Гц	Номер ближайшей гармоники	Частота гармоники, Гц	Гц	%
32'	Прима	<i>C</i>	65,4	0,25	65,4	0	0
16'	Октава	<i>c</i>	130,8	0,5	130,8	0	0
10 ² / ₃ '	Квинта	<i>g</i>	196,0	0,75	196,2	-0,2	0,1
8'	Октава	<i>c</i> ¹	261,6	1,0	261,6	0	0
6 ² / ₅ '	Терция	<i>e</i> ¹	329,6	1,25	327,0	+2,6	0,8
5 ¹ / ₃ '	Квинта	<i>g</i> ¹	392,0	1,5	392,4	-0,4	0,1
4'	Октава	<i>c</i> ²	523,3	2,0	523,3	0	0
3 ¹ / ₅ '	Терция	<i>e</i> ²	659,3	2,5	654,1	+5,2	0,8
2 ² / ₃ '	Квинта	<i>g</i> ²	784,0	3,0	784,9	-0,9	0,1
2'	Октава	<i>c</i> ³	1046,5	4,0	1046,5	0	0
1 ³ / ₅ '	Терция	<i>e</i> ³	1318,6	5,0	1308,1	+10,5	0,8
1 ¹ / ₃ '	Квинта	<i>g</i> ³	1568,0	6,0	1569,8	-1,8	0,1
1 ¹ / ₇ '	Септима	<i>b</i> ³	1864,8	7,0	1831,4	+33,4	1,8
1'	Октава	<i>c</i> ⁴	2093,1	8,0	2093,1	0	0
4 ¹ / ₅ '	Терция	<i>e</i> ⁴	2637,2	10,0	2616,3	+20,9	0,8
2 ² / ₃ '	Квинта	<i>g</i> ⁴	3135,9	12,0	3139,5	-3,6	0,1
4 ¹ / ₇ '	Септима	<i>b</i> ⁴	3729,6	14,0	3662,8	+66,8	1,8
1/2'	Октава	<i>c</i> ⁵	4186,0	16,0	4186,0	0	0
1/3'	Квинта	<i>g</i> ⁵	6271,9	24,0	6279,0	-7,1	0,1
1/4'	Октава	<i>c</i> ⁶	8372,0	32,0	8372,0	0	0

тервалы октавы, квинты, терции, септимы и др.), обобщенно называют регистровым. Исходные компоненты сигналов (прямоугольные, пилообразные) или предварительно синтезированные сигналы подводятся к переключателям регистров, устанавливаемым на передней панели инструмента. Подбирая те или иные комбинации включения регистров, получают желаемый из числа возможных тембр звука.

По аналогии с традиционными органами регистры электроорганов имеют названия, соответствующие характеру тембра, получаемого при включении регистра (фагот, кларнет, гобой, флейта, виолончель, скрипка и т. д.). Названия регистров сопровождаются обозначением высотности в футах (старая английская мера длины, равная 0,3048 м). Общепринятые обозначения регистров в футах и соответствующие им интервалы приведены в табл. 15. Как видно из таблицы, использование интервалов терции, квинты, септимы для синтеза спектра музыкального сигнала при равномерном темперированном строе неизбежно связано с отклонением синтезируемых компонентов от частот гармонического ряда. Это допустимо лишь в тех случаях, когда такие отклонения не слишком велики или амплитуды компонентов малы. В соответствии с табл. 15 и 16 легко установить, что интервалы терции и особенно септимы могут внести в музыкальный звук неприятные ощущения

диссонантности. Такие интервалы и соответствующие регистры применяют поэтому весьма ограниченно. В результате зачастую приходится отказываться от введения дополнительных сигналов, соответствующих пятой и седьмой гармоникам, или идти на значительные усложнения инструмента из-за введения дополнительных генераторов сигналов, обеспечивающих точные частоты названных гармоник.

Более удачное дополнение к спектру сигналов в ЭМИ дает лишь интервал квинты, позволяющий подчеркнуть третью, шестую и двенадцатую гармоники. При этом отклонения частоты от гармонической составляют примерно 0,1% (см. табл. 15).

Основным регистром в электроорганах, как и в традиционных органах, является регистр 8 футов (обозначается 8'). Он соответствует звуковысотности фортепиано. Регистр 4' звучит на октаву выше, регистр 2' — на две октавы выше, а регистр 1' — на три октавы выше регистра 8'. Кроме того, в органах предусматриваются регистры 16' и 32', включение которых понижает тон нажатой клавиши на одну и две октавы соответственно (табл. 16). Так, при включении регистра 8' тон a^1 (ля 1-й октавы) имеет частоту 440 Гц. При включенном регистре 4' и выключенном 8' и при той же нажатой клавише тон имеет высоту a^2 (ля второй октавы), т. е. частота будет 880 Гц и т. д. При включении регистра 16' частота колебаний понизится до a (ля малой октавы), т. е. до 220 Гц. Включение же регистра 32' дает понижение частоты до 110 Гц, что соответствует тону A (ля большой октавы). Благодаря такой возможности повышения и понижения частоты путем включения различных регистров органа оказалось возможным уменьшить количество октав клавиатуры органов по сравнению с фортепианной клавиатурой при увеличенном диапазоне по звучанию.

Часто электроорганы выполняют с двумя и более клавиатурами, каждая из которых может быть выделена по тембру. Ножная педальная клавиатура (педали) используется для басового аккомпанемента и имеет обычно регистры 8', 16' и 32'.

Как правило, в электроорганах имеется несколько регистров равной высотности. Так, для одной высотности могут быть одновременно предусмотрены регистры: кларнет 8', флейта 8', гобой 8', виолончель 8', струнный 8' или флейта 4', скрипка 4', струнный 4' и т. д. Регистры с дробными высотностями ($5\frac{1}{3}'$; $2\frac{2}{3}'$; $1\frac{3}{5}'$; $1\frac{1}{7}'$ и др.), соответствующие интервалам квинты, терции, септимы, всегда включаются совместно с другими регистрами. Например, регистр $5\frac{1}{3}'$ обычно включается вместе с регистром 16' или 32', регистр $2\frac{2}{3}'$ — вместе с регистрами 8'.

Из числа приведенных в табл. 16 регистров в электроорганах предусматриваются в основном регистры с октавными и квинтовыми интервалами и реже — с терцовыми. Схема включения регистров и подклавишной коммутации сигналов с генераторов частоты приведена на рис. 78. Аналогичная схема использована, например, в электрооргане ЕТ6-1 (ГДР). Под каждой клавишей расположена контактная группа (рис. 79), включающая регистры 16', 8',

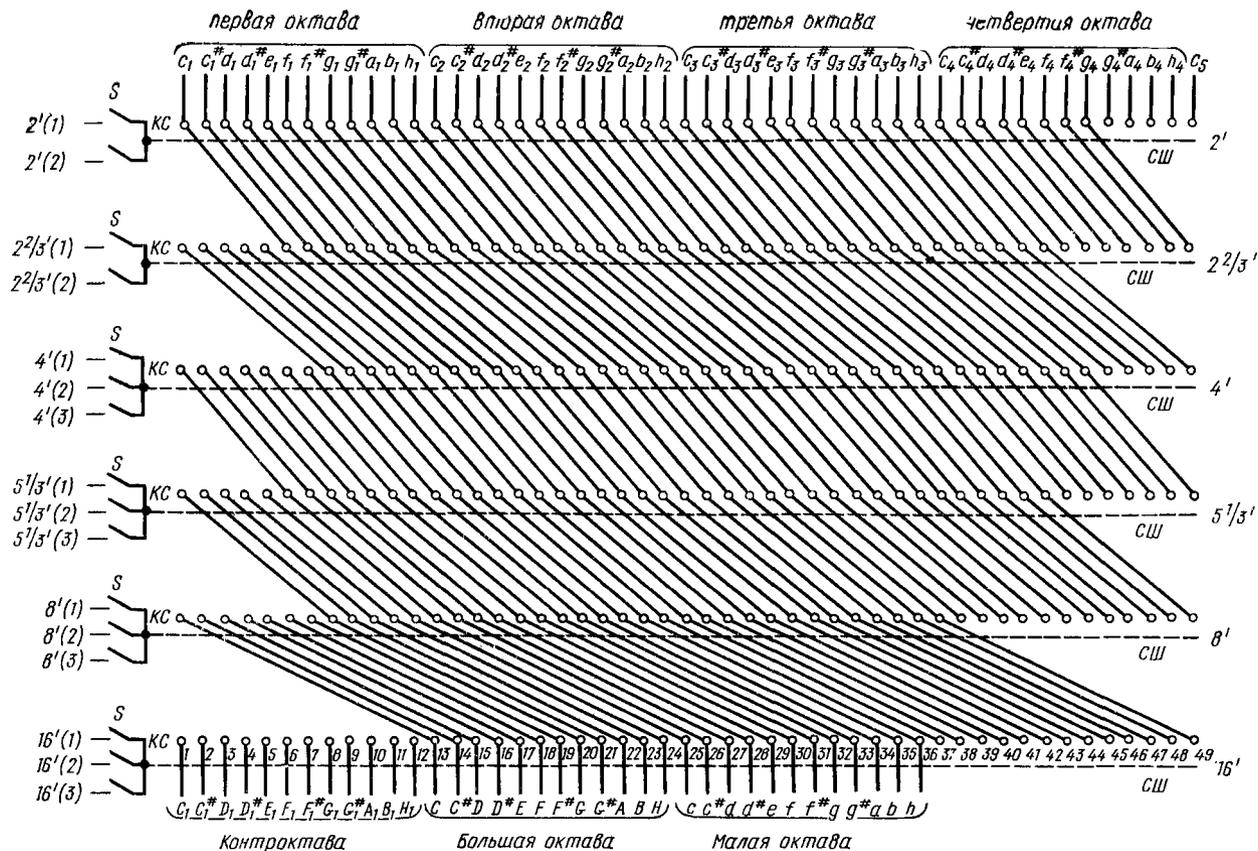


Рис. 78. Схема подклавишной коммутации электрооргана:

$КС$ — контактная система; $СШ$ — сборная шина

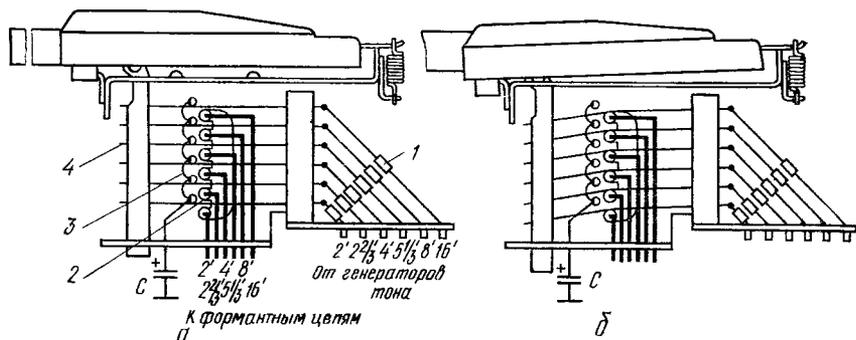


Рис. 79. Контактные группы электроорганов ET-6-1 и ET-6-2 (ГДР):

а — клавиша не нажата; б — клавиша нажата; 1 — резисторы развязывающие; 2 — шина сборная тональной частоты; 3 — шина сборная шунтирующая; 4 — контакт пружинящий

$5\frac{1}{3}'$, $4'$, $2\frac{2}{3}'$, $2'$. Все контактные группы одной высотности регистров имеют общие сборные шины (СШ) и представляют собой в совокупности единую контактную систему (КС) подклавишной коммутации органа. Контактные группы соединены таким образом, что подводимые от генераторов сигналы при нажатии клавиш образуют сигналы, включающие в себя частоты равномерно-темперированного двенадцатиступенного строя, соответствующие регистрам $16'$, $8'$, $5\frac{1}{3}'$, $4'$, $2\frac{2}{3}'$, $2'$. Сигналы с генераторов на подклавишные контактные группы с целью развязки подводятся через дополнительные резисторы (на рис. 78 не показаны).

Со сборных шин электрические сигналы поступают на регистровые переключатели (S). Включая соответствующие переключатели, устанавливают нужный характер тембра звука.

§ 5. ПРОХОЖДЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ФОРМАНТНЫЕ ЦЕПИ ЭМИ

Форманты, т. е. всплески повышенного излучения в отдельных областях частот, обнаруживаются практически во всех музыкальных инструментах. Их значимость в формировании музыкальных тембров весьма высока. Различные комбинации формант придают звукам вполне определенные тембровые качества. Все многообразие музыкальных тембров связано в первую очередь с многообразием комбинаций и видов формант. В общем виде формантную характеристику музыкального инструмента можно описать выражением

$$F_n(f) = |S(f)| \cdot |K_T(f)|, \quad (4.4)$$

где $S(f)$ — спектральная характеристика сформированного генератором колебаний (струной, электрическим устройством и т. д.) сигнала в результате воздействия возбудителя колебаний (см. рис. 62); $K_T(f)$ — амплитудно-частотная характеристика тракта (преобразователя и излучателя сигнала по рис. 62).

Процесс образования формант ясен из рис. 44 (см. гл. II, § 3). Фильтровая функция для ЭМИ может быть представлена выражением

$$|K_T(f)| = |T(f)| \cdot |K_Y(f)|,$$

где $T(f)$ — амплитудно-частотная характеристика электрической фильтровой (формантной) системы до усилительно-акустического устройства инструмента; $K_Y(f)$ — амплитудно-частотная характеристика усилительно-акустического устройства, используемого в ЭМИ.

Величину $K_Y(f)$ в первом приближении можно считать не зависящей от частоты и не участвующей в темброобразовании. Поэтому ее, как не влияющую на тембровые качества ЭМИ, рассматривать не будем. В этом случае формантную характеристику ЭМИ будем описывать соотношением

$$F(f) = |S(f)| \cdot |T(f)|. \quad (4.5)$$

Таким образом под формантной характеристикой будем понимать некоторую функцию, представляющую собой произведение каждой из гармоник спектра электрического сигнала $S(f)$ на модуль ее амплитудно-частотной характеристики $T(f)$.

Очевидно, при достаточно протяженном спектре сигнала, поступающего на формантную систему, максимумы формант будут весьма близки к максимумам резонансных пиков амплитудно-частотной характеристики этого тракта (см. рис. 44). Таким образом, формируя амплитудно-частотную характеристику системы электрических контуров, можно сформировать желаемую формантную характеристику инструмента. При формировании формант необходимо, как правило, наличие колебательных систем. В ЭМИ такими системами являются обычно электрические колебательные контуры или фильтры, которые в соответствии с их функциональным назначением называют формантными. В зависимости от вида музыкального инструмента (как электронного, так и традиционного) он может иметь от нескольких (например, фагот) до сотен (например, рояль) формант. Количество формант, их частотное положение и параметры будут в значительной мере определять тембр звука.

Форманты музыкальных инструментов могут занимать область частот от 30 до 10 000 Гц. Их характеристики зависят в основном от добротности, высотного положения и взаимосвязи их образующих колебательных систем. Исследования показывают, что для традиционных инструментов добротность колебательных систем, образующих форманты, может составлять от единиц или десятков (труба, французский рожок) до тысячи и более (рояль).

Из числа формантных колебательных систем в ЭМИ используют последовательные или параллельные контуры, связанные контуры, электрические фильтры и их комбинации. Рассмотрим влияние колебательных контуров (формантных фильтров), на характер электрического сигнала звуковой частоты.

Колебательные процессы в контурах. Колебательные системы музыкальных инструментов (традиционных и электронных) не

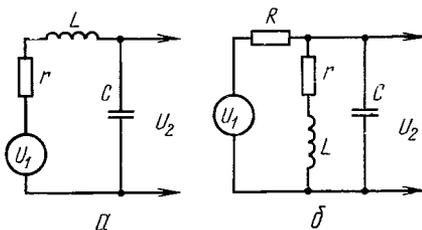


Рис. 80. Электрические схемы колебательных контуров:

a — последовательного; *б* — параллельного

только воспроизводят внешнее воздействие, но и преобразуют его в соответствии с присущими им особенностями. Эти особенности заключаются прежде всего в особенностях формирования флуктуационных параметров Δf , ΔS , ΔI (см. гл. IV, § 4). В образовании определенных флуктуаций участвуют и колебательные контуры формантных систем ЭМИ.

Электрические схемы последовательного *a* и параллельного *б* колебательных контуров приведены на рис. 80 [13; 33; 43]. При подаче электрического сигнала в контуре возникают резонансные явления, оказывающие влияние на амплитуду и форму колебаний исходного сигнала. Характер таких процессов рассмотрим на примере параллельного контура.

Напряжение на емкости контура можно выразить так:

$$u_2 = u_1 (1 - R/Z),$$

где
$$Z = R + [1/(j\omega C)](r + j\omega L)/[1/(j\omega C) + r + j\omega L].$$

После преобразования напряжение на емкости в операторной форме будет

$$U_2(p) = U_1(p) (r + pL)/[r + R + p(rRC + L) + p^2LRC].$$

Если на контур подано постоянное электрическое напряжение, то напряжение на выходе в функции времени примет вид

$$u_2(t) = \frac{u_1 r}{R+r} \left\{ 1 - e^{-\delta t} \left[\cos \omega_0 t + \frac{1}{\omega_0} \left(\delta - \frac{R+r}{rRC} \right) \sin \omega_0 t \right] \right\}, \quad (4.6)$$

где $\delta = (rRC + L)/(2RCL)$ — коэффициент затухания;

$\omega_0 = \sqrt{(R+r)/(RCL) - \delta^2}$ резонансная частота контура.

Добротность контура может быть выражена соотношением

$$Q = \pi f_0 / \delta = \omega_0 / (2\delta). \quad (4.7)$$

На рис. 81 показан переходный процесс при подаче постоянного напряжения на колебательный контур для случая различных добротностей Q контура, равных 1, 4 и 100. Чем меньше добротность контура, тем быстрее затухают в нем электрические колебания. При добротности $Q \leq 0,5$ колебательного процесса в контуре не происходит (апериодический контур). Под воздействием импульсов прямоугольной формы различной длительности в общем случае на выходе контура появляются сигналы различной формы с частотой следования, равной частоте входных импульсов. Случай воздействия на контур с добротностью $Q=4$ и резонансной частотой $f_0=100$ Гц прямоугольных сигналов различной скважности иллюстрируется рис. 82. Частота внешнего воздействия составляет здесь 25 Гц. В зависимости от скважности этого сигнала значи-

тельно изменяется форма колебательного процесса, а следовательно, и тембр формируемого звука.

Аналогично при подаче на колебательный контур прямоугольных импульсов со скважностью, равной двум, на выходе контура будем иметь сигнал измененной формы, причем степень ее изменения будет тем больше, чем выше добротность контура. На рис. 83 показаны изменения формы таких сигналов контурами с добротностями, равными 4, 100 и 1000, имеющими резонансную частоту, равную частоте второй гармоники входного сигнала. (Пунктиром показаны свободные колебания.)

При воздействии на параллельный контур (см. рис. 80, б) синусоидальных сигналов $u_1 = u_m \sin \omega t$, ток в контуре определяется не только его параметрами, но и соотношением частот подаваемого сигнала и собственной (резонансной) частоты контура. Переходная функция по току (протекающему через индуктивность) в этом случае может быть описана уравнением

$$W(t) = i_L / I_m = \sin(\omega t + \varphi) - e^{-\delta t} [\sin \varphi \cos \omega_0 t + \omega_0^{-1} (\omega \cos \varphi + \delta \sin \varphi) \sin \omega_0 t], \quad (4.8)$$

где $I_m = u_m / (RCLa)$ — амплитуда тока;

$$a = \sqrt{[(r + R)/(RCL) - \omega^2]^2 + 4\delta^2 \omega^2};$$

$$\varphi = \arctg \frac{2\delta\omega}{(r + R)/(RCL) - \omega^2}.$$

Когда частота поступающего на контур сигнала равна собственной частоте контура ($\omega = \omega_0$), закон нарастания амплитуды колебаний в относительных единицах может быть приближенно описан уравнением

$$A(t) = 1 - e^{-\delta t} = 1 - e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}}. \quad (4.9)$$

Этот процесс для контуров с различной добротностью приведен на рис. 84, а; тот же процесс при подаче на контур сигналов различной частоты — на рис. 84, б. Чем выше добротность контура и ближе частота внешнего синусоидального сигнала к резонансной частоте контура, тем длительнее процесс нарастания колебаний в контуре. Если $\omega \neq \omega_0$, то амплитуда колебаний будет возрастать тем быстрее, чем будет больше различие между этими частотами и чем меньше добротность контуров. При этом появляются биения с частотой

$$\Omega = |\omega - \omega_0|. \quad (4.10)$$

Амплитуду биений можно приближенно выразить уравнением

$$\Delta u_m = \sqrt{u_{m_1}^2 + u_{m_2}^2 + 2u_{m_1}u_{m_2} \cos \Omega t}, \quad (4.11)$$

где u_{m_1} и u_{m_2} — амплитуды внешнего сигнала и собственных колебаний контура соответственно.

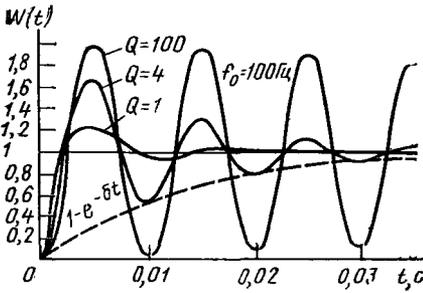


Рис. 81. Колебательные процессы при различных добротностях контура

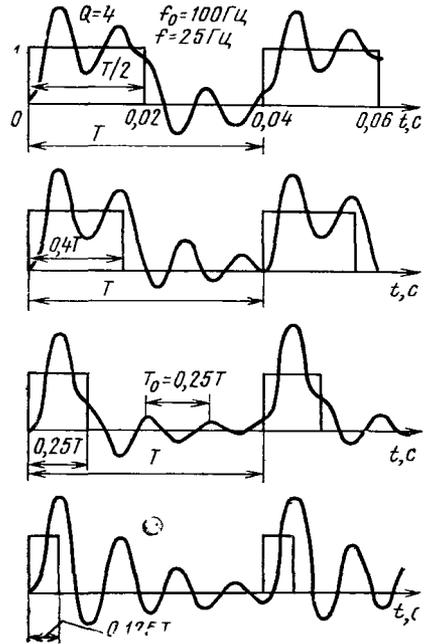


Рис. 82. Колебательные процессы в контуре при воздействии сигналов различной скважности

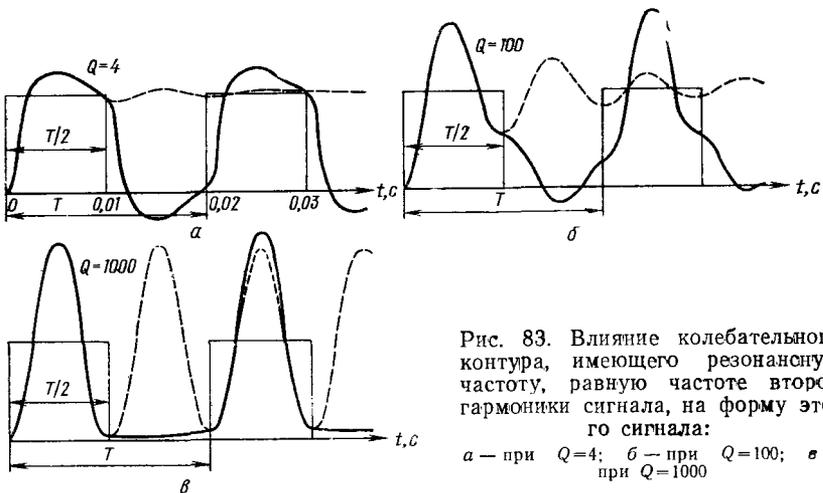


Рис. 83. Влияние колебательного контура, имеющего резонансную частоту, равную частоте второй гармоники сигнала, на форму этого сигнала:

а — при $Q=4$; б — при $Q=100$; в — при $Q=1000$

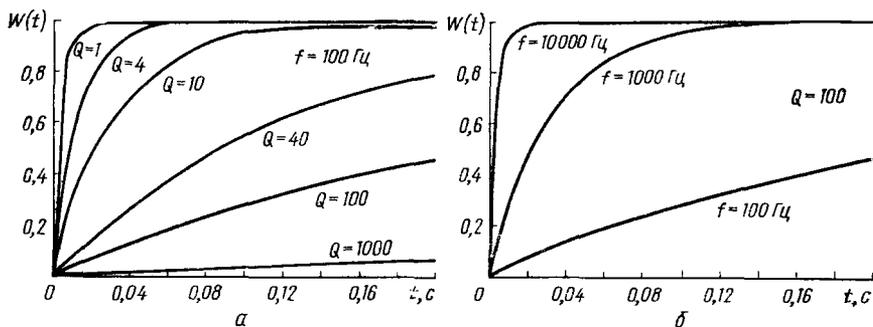


Рис. 84. Время нарастания амплитуды колебаний в контуре при его резонансной частоте $f_0 = 100$ Гц:

а — случай различных добротностей контуров и равных частот воздействующего сигнала;
 б — случай различных частот воздействующего сигнала и одинаковых добротностей контуров

Частота колебаний, образуемых в результате сложения собственных колебаний контура и колебаний, поступающих извне, может быть принята равной

$$\omega_{cp} = (\omega + \omega_0)/2. \quad (4.12)$$

По мере затуханий частота собственных колебаний контура $\Delta\omega_m$ стремится к нулю, а частота ω_{cp} — к частоте ω . Процессы нарастания колебаний в контуре при собственной частоте контура $f_0 = 100$ Гц и добротностях $Q = 1$ и $Q = 100$ показаны на рис. 85.

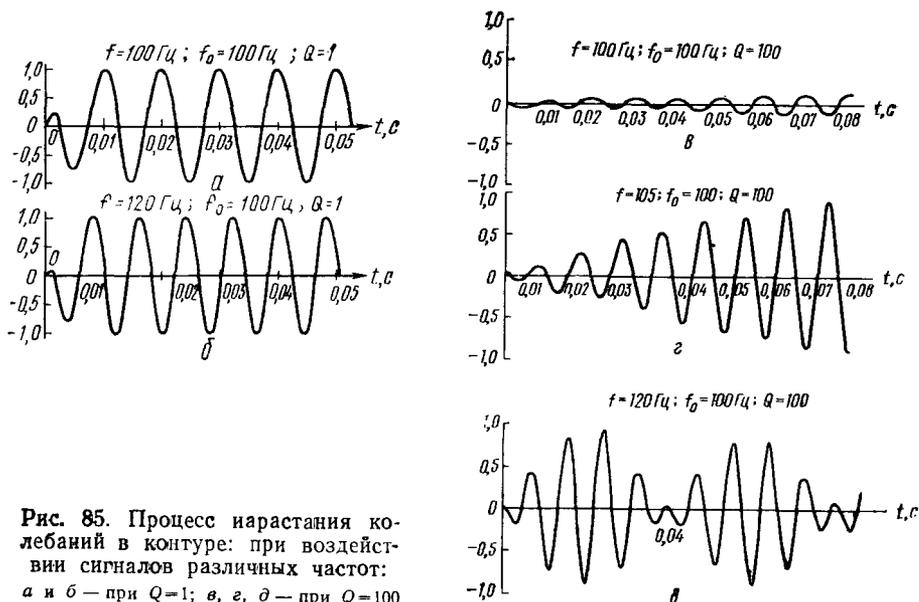


Рис. 85. Процесс нарастания колебаний в контуре: при воздействии сигналов различных частот: а и б — при $Q = 1$; в, г, д — при $Q = 100$

В случае добротности $Q=1$ (рис. 85 *а, б*) процесс нарастания почти не зависит от соотношения частот и биения в этом случае практически не наблюдаются. Однако с увеличением добротности эта зависимость становится значительной. Уже при $Q=100$ процесс нарастания колебаний в контуре существенно зависит от частоты. На рис. 85, *в, г, д* показана такая зависимость при $f=f_0$; $f=1,05 f_0$; $f=1,20 f_0$ для собственной частоты колебаний контура $f_0=100$ Гц. Таким образом, даже простой колебательный контур вносит в процесс формирования звука значительные флуктуации, которые тем больше, чем больше добротность контура. Эти флуктуации заключаются в затягивании процессов нарастания колебаний, образовании биений (флуктуации амплитуды), в изменении частоты при затухании собственных колебаний контура (флуктуации частоты), в изменении формы сигнала. Все это в свою очередь снижает монотонность и надоедливость звуков ЭМИ. Применение более сложных колебательных систем приведет, естественно, к большему многообразию флуктуаций параметров звука, что обогатит его музыкальные достоинства.

Однако достичь этих достоинств можно, лишь обеспечивая определенные параметры контуров и в первую очередь высокую добротность. Значения этих параметров целесообразно черпать из аналогии с традиционными инструментами.

На рис. 86 приведено несколько схем более сложных, связанных колебательных систем с индуктивной (*а*), внешней емкостной (*б*), внутренней емкостной (*в*) и комбинированной (*г*) связями. Собственные (свободные) колебания, образуемые в результате, например, снятия приложенного напряжения, характеризуются наличием биений даже при точной настройке контуров на одну частоту ω_0 . Такие колебания, возникающие в связанных контурах, показаны на рис. 87, *а*; частота биений равна

$$\Omega = \omega'' - \omega', \quad (4.13)$$

$$\omega' = \omega_0 \sqrt{1+k}; \quad \omega'' = \omega_0 \sqrt{1-k}; \quad (4.14)$$

где k — коэффициент связи контуров; ω_0 — резонансная частота каждого из контуров при отсутствии между ними связи.

Частота же результирующих колебаний будет

$$\omega_{\text{ср}} = (\omega' + \omega'')/2 \approx \omega_0. \quad (4.15)$$

Амплитуда колебаний в процессе биений изменяется от максимального значения до нуля. Максимум амплитуды тока в первом контуре соответствует минимуму во втором, и наоборот. Это объясняется явлением перекачки энергии из одного контура в другой.

На рис. 87, *б* приведен процесс нарастания колебаний на конденсаторе вторичного контура при подаче на первичный контур напряжения, частота которого равна резонансной частоте колебаний контуров ω_0 . В отличие от одиночного контура в связанных контурах даже при частоте внешнего сигнала, равной резонансной частоте контуров, образуются биения. Аналогичные процессы

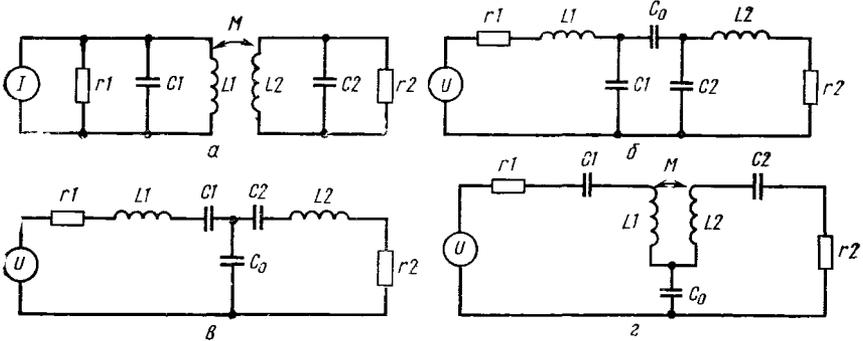


Рис. 86. Схемы связанных контуров при различных видах связи
 а — индуктивная; б — внешняя емкостная; в — внутренняя емкостная; г — комбинированная

образуются в механических колебательных системах струнных инструментов.

Амплитудно-частотные характеристики формантных контуров. Формантные системы ЭМИ. На рис. 88, а приведены амплитудно-частотные характеристики последовательного колебательного контура, а на рис. 88, б — его фазово-частотные характеристики для различных значений добротности. С увеличением добротности контура резонансные кривые обостряются, а фазовые характеристики в точке резонанса становятся более крутыми. Величина наклона фазовых характеристик имеет размерность времени и отражает время задержки сигнала контуром.

Для последовательного контура фазовая характеристика описывается уравнением

$$\varphi = \arctg(x/r) = \arctg[(\omega L - \omega^{-1}C^{-1})/r]. \quad (4.16)$$

Чтобы отыскать наклон фазовых кривых и, следовательно, время задержки, можно взять производную от выражения (4.16). После дифференцирования и преобразования получим

$$t_h = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{L + 1/(\omega^2 C)}{r + (\omega L - \omega^{-1}C^{-1})^2/r} = \frac{rC(1 + \omega^2/\omega_0^2)}{\omega^2 r^2 C^2 + (1 - \omega^2/\omega_0^2)^2}. \quad (4.17)$$

Из полученного соотношения следует, что время задержки будет зависеть от частоты подаваемого на контур сигнала (рис. 89, а), которое тем больше, чем ближе частота поступающего на контур внешнего сигнала к частоте резонанса контура. На резонансной частоте это время равно постоянной времени контура.

$$t_h = \frac{L + 1/(\omega_0^2 C)}{r} = \frac{2L}{r} = \tau. \quad (4.18)$$

При отклонении частоты сигнала от резонансной время задержки быстро убывает.

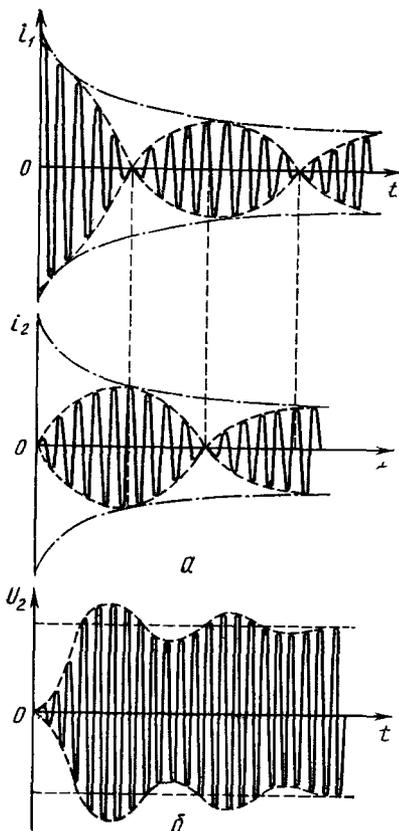


Рис. 87. Колебания в связанных контурах:

a — свободные колебания тока в первичном и вторичном контурах; *b* — напряжение на конденсаторе вторичного контура при подключении первичного контура к источнику напряжения с частотой ω_0 .

Добротность часто выражают через характеристическое сопротивление ρ и эквивалентное активное сопротивление контура r , включаемое в цепь последовательно, т. е. она может быть представлена уравнением

$$Q = f_0 / (2\Delta f) = \rho / r = \omega_0 L / r = \pi f_0 \tau, \quad (4.21)$$

где τ — постоянная времени контура.

В реальных колебательных контурах $Q = 3 \dots 300$. Добротность контура среднего качества составляет несколько десятков. Необходимо учитывать, что при включении контура в схему добротность может значительно уменьшаться за счет сопротивления, вносимого схемой. В связи с этим входное сопротивление схемы

Поскольку крутизна фазовых характеристик и ширина резонансных кривых взаимосвязаны, то всякое изменение амплитудно-частотных характеристик контура влечет за собой изменение фазо-частотных и временных параметров электрической цепи.

Для определения времени установления колебаний в контуре при подаче на него синусоидального сигнала, частота которого равна резонансной частоте контура, иногда принимают время, в течение которого амплитуда колебаний достигает 0,95 максимальной амплитуды. В соответствии с выражением (4.9) это время можно выразить так:

$$t_y \approx Q / f_0, \quad (4.19)$$

или

$$(f_2 - f_1) t_y \approx 1, \quad (4.20)$$

где $f_2 - f_1$ — ширина полосы пропускания контура на уровне 0,707 от максимального подъема резонансной кривой.

Резонансная кривая одиночного контура приведена на рис. 89, б. Добротность контура определяется отношением резонансной частоты f_0 к ширине полосы пропускания $f_2 - f_1 = 2\Delta f$. Чем шире полоса пропускания, тем, следовательно, ниже добротность контура.

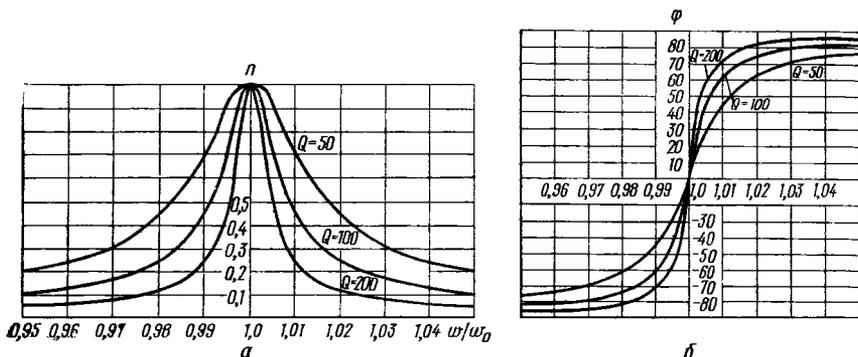


Рис. 88. Зависимость характеристик контура от его добротности:
 а — амплитудно-частотных; б — фазо-частотных

при включении последовательного контура должно быть весьма малым, а при включении параллельного контура — очень большим.

При резонансе в последовательном контуре (резонанс напряжений) индуктивное (и емкостное) сопротивление в Q раз превышает активное сопротивление r . Поэтому в Q раз возрастет напряжение на индуктивности (и емкости) контура по сравнению с напряжением на активном сопротивлении, представляющем собой последовательно включенные активные сопротивления катушки индуктивности и генератора напряжения. Поскольку активное сопротивление индуктивности, как правило, много меньше выходного сопротивления источника сигналов, то напряжение на емкости контура (см. рис. 80, а) будет примерно в Q раз больше напряжения генератора (при совпадении частоты генератора с резонансной частотой контура).

В параллельном контуре происходит резонанс токов, и напряжение на нем всегда меньше напряжения источника сигналов. Если в первом случае для получения максимально большой добротности контура следует максимально снизить выходное сопротивление источника сигналов, то во втором случае это сопротивление необходимо иметь максимально большим, т. е. использовать генератор тока. Если обратиться к рис. 80, б, то последнее условие будет выполненным, при выполнении неравенства

$$R \gg z_0 = \rho^2/r = L/(Cr). \quad (4.22)$$

Для обеспечения максимальной полосы пропускания формантной системой ЭМИ в требуемом диапазоне частот при минимальном количестве формантных контуров добротность этих контуров необходимо сделать по возможности малой. Однако для увеличения флуктуационной информативности контуров приходится повышать их добротность. Мы уже отмечали, что добротность формант

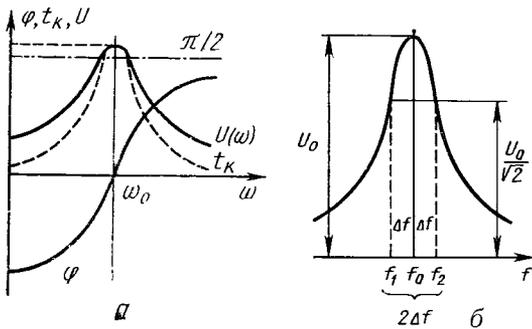


Рис. 89. Резонансная, фазовая характеристики и время задержки контура в зависимости от частоты подаваемого на контур сигнала (а) и резонансная кривая одиночного контура (б)

духовых инструментов составляет от нескольких единиц до десятков при количестве формант от одной до нескольких, в то время как струнные инструменты, особенно фортепиано, могут иметь сотни формант.

В работе [30] при анализе переходных процессов струнных инструментов добротность деки с корпусом принималась равной $Q=100$. По данным исследований института музыкальной промышленности (НИКТИМПа) эта величина составляет в среднем 100—150. Однако взаимодействие деки со струнной одеждой инструмента приводит к увеличению добротности. На рис. 90 приведена зависимость некоторой эквивалентной добротности пианино «Стейнвей» № 400868 (США) от частоты основного тона. Приводимые зависимости получены путем поочередного возбуждения струн и замеров средних значений коэффициентов затухания огибающей, аппроксимирующей колебательный процесс. Вычисление эквивалентной добротности выполнено по формуле (4.7).

Из рис. 90 следует, что эта добротность колебательной системы пианино для отдельных частот может значительно превышать 1000, она изменяется довольно резко в зависимости от тона инструмента, имеет общую тенденцию роста в области высоких частот и не снижается ниже 30 даже в области низких частот. Зависимости такой добротности системы от частоты для двух равноценных по тембровым качествам инструментов могут отличаться очень сильно. Замечено также, что повторная настройка пианино через некоторое время заметно изменяет зависимость добротности от частоты, что объясняется, очевидно, некоторым отклонением частоты от первоначальной при повторной настройке инструментов и резким спадом или подъемом резонансных кривых вследствие высокой добротности колебательной системы.

Несмотря на неравномерности амплитудно-частотной характеристики дек фортепиано и гитар, приводящие к неравномерности интенсивности излучения инструмента в зависимости от частоты (см. рис. 42), эта характеристика имеет область излучения в широком диапазоне частот. Таким образом, формантные системы музыкальных инструментов можно подразделить в зависимости от количества формант и плотности заполнения ими частотного диа-

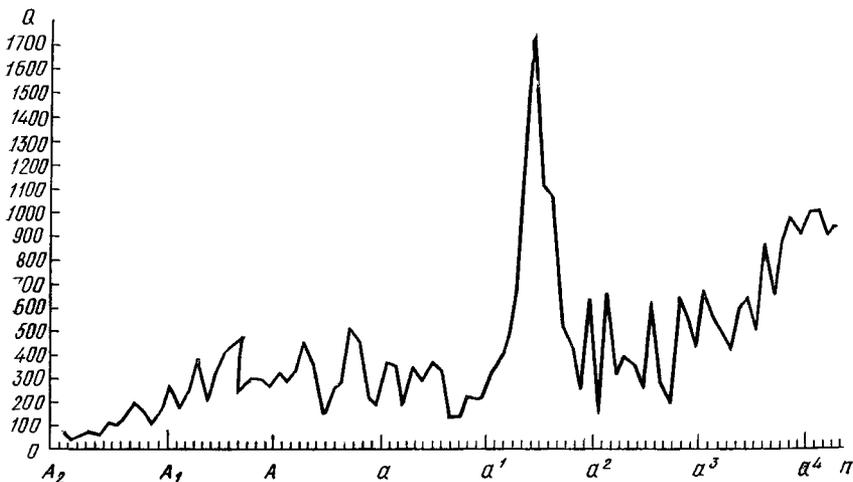


Рис. 90. Зависимость эквивалентной добротности акустического аппарата пианино от возбуждаемого тона (пианино «Стейнвей» № 400868, США)

пазона инструмента на *малоформантные* и *многоформантные*. К числу малоформантных систем можно отнести формантные системы духовых инструментов. Многоформантными системами являются, например, формантные системы струнных инструментов. Если оценивать формантные системы по полосе пропускания формантами звуковых частот на уровне 0,707 от амплитуды излучения в максимуме формант, то эти системы можно подразделить на полные, т. е. системы, имеющие сплошную полосу пропускания в диапазоне частот инструмента, и неполные, т. е. не имеющие сплошной полосы. Отметим, что малоформантные системы имеют малую добротность. Многоформантные системы — это, как правило, системы с высокой добротностью формант.

Представим себе некоторую полную формантную систему ЭМИ, имеющую во всем диапазоне рассматриваемой области частот достаточно равномерную полосу пропускания. Будем предполагать, что формантная система состоит из контуров равной добротности, а интервал частот между резонансными частотами соседних контуров делится на две зоны, определяемые преимущественной возможностью пропускать сигнал каждым из контуров. Верхнюю зону нижнего из этих контуров будем условно считать в λ раз отличающейся от половины полосы пропускания этого контура. Нижнюю зону верхнего контура будем считать в λ раз отличающейся от половины полосы пропускания верхнего контура. Тогда для полной формантной системы верхняя частота зоны частот предыдущего контура будет равна нижней частоте зоны частот последующего контура, т. е.

$$f_{0n-1} + \lambda \Delta f_{n-1} = f_{0n} - \lambda \Delta f_n, \quad (4.23)$$

где f_{0n} и f_{0n-1} — резонансные частоты n -го и $(n-1)$ -го контуров; Δf_n и Δf_{n-1} — половина ширины полосы пропускания n -го и $(n-1)$ -го контуров.

В соответствии с выражением (4.21)

$$\Delta f_{n-1} = f_{0n-1}/(2Q); \quad \Delta f_n = f_{0n}/(2Q),$$

откуда

$$f_{0n} = f_{0n-1}(2Q + \lambda)/(2Q - \lambda).$$

Если имеем N контуров, причем резонансная частота нижнего контура равна f_{01} , то резонансную частоту N -го контура можно найти из уравнения

$$f_{0N} = f_{01} [(2Q + \lambda)/(2Q - \lambda)]^{N-1}. \quad (4.24)$$

Количество контуров, необходимых для обеспечения равномерного среднего пропускания от нижней частоты f_H до верхней частоты f_B , где

$$f_H = f_{01} - \lambda \Delta f_1/2; \quad f_B = f_{0N} + \lambda \Delta f_N/2, \quad (4.25)$$

можно определить путем логарифмирования левой и правой частей уравнения (4.24) и последующих несложных преобразований:

$$N = \frac{\ln(f_{0N}/f_{01})}{\ln[(2Q + \lambda)/(2Q - \lambda)]} + 1 = \frac{\ln\{[f_B(4Q - \lambda)]/[f_H(4Q + \lambda)]\}}{\ln[(2Q + \lambda)/(2Q - \lambda)]} + 1. \quad (4.26)$$

Для обеспечения сплошной полосы пропускания полной формантной системы коэффициент λ должен лежать в пределах $1 \leq \lambda \leq 3$.

При $\lambda=1$ амплитудно-частотная характеристика системы будет представлять собой практически прямую горизонтальную линию. При $\lambda=2$ эта характеристика на границах зон между контурами будет иметь провалы, понижающие уровень пропускаемого сигнала по сравнению с уровнем сигнала на резонансных частотах контуров. С увеличением λ будет заметно уменьшаться время задержки сигналов в интервалах между резонансными частотами контуров. При $\lambda=1$ и полосе пропускания тракта от $f_H=30$ Гц до $f_B=10\,000$ Гц при добротности контуров $Q=50$ потребуется 290 контуров; при $Q=100$ необходимо иметь 580 контуров, при $Q=300$ — уже 1750 контуров. Если принять $\lambda=2$, то для той же полосы частот получим контуров при $Q=50$ порядка 145, при $Q=100$ примерно 290 и при $Q=300$ будет необходимо иметь 875 контуров.

Такое количество контуров делает формантную систему довольно сложной. Однако существуют рациональные пути сокращения количества контуров, заключающиеся в индивидуальном выборе для групп контуров коэффициентов λ и добротности Q .

Во многих случаях может быть полезным применение связанных контуров не только для увеличения информативности переходных процессов, но и с целью сокращения количества контуров. Рассмотрим двухконтурные системы.

Коэффициент связи между контурами выражается соотношением

$$k = x/\sqrt{x_1 x_2}, \quad (4.27)$$

где x — сопротивление элемента связи; x_1 и x_2 — реактивные сопротивления первичного и вторичного контуров, одноименные с элементом связи.

Так, для контура с индуктивной связью (см. рис. 86, а)

$$k = \omega M/\sqrt{\omega^2 L_1 L_2} = M/\sqrt{L_1 L_2}, \quad (4.28)$$

где ω — угловая частота напряжения источника питания; M — коэффициент взаимной индукции катушек.

Для контура с внешней емкостной связью (см. рис. 86, б) получим

$$k = C_0/\sqrt{(C_1 + C_0)(C_2 + C_0)}. \quad (4.29)$$

В случае внутренней емкостной связи (см. рис. 86, в)

$$k = \sqrt{C_1 C_2 / [(C_1 + C_0)(C_2 + C_0)]}. \quad (4.30)$$

При комбинированной связью (см. рис. 86, г) и при $\omega M < 1/\omega C_0$

$$k = \frac{1/(\omega C_0) - \omega M}{[1/(\omega C_0)] \sqrt{(C_1 + C_0)(C_2 + C_0)/(C_1 C_2)}}. \quad (4.31)$$

Когда $\omega M > 1/(\omega C_0)$,

$$k = \frac{\omega M - 1/(\omega C_0)}{\omega \sqrt{L_1 L_2}}. \quad (4.32)$$

Коэффициент связи является одним из параметров, характеризующих систему связанных контуров с точки зрения передачи энергии из одного контура в другой (другим параметром, характеризующим передачу энергии, является добротность контура). В связанных контурах один контур вносит в цепь другого дополнительное комплексное сопротивление. Для первого контура (см. рис. 86, а) это сопротивление можно выразить следующим образом:

$$\Delta z_1 = \sqrt{(\Delta R_1)^2 + (\Delta x_1)^2}, \quad (4.33)$$

где $\Delta R_1 = \omega^2 M^2 r_2 / z_2^2$ — вносимое активное сопротивление в цепь первого контура; $\Delta x_1 = -\omega^2 M^2 x_2 / z_2^2$ — вносимое реактивное сопротивление в цепь первого контура.

Знак минус учитывает характер вносимого сопротивления. При положительном (индуктивном) сопротивлении вторичного контура вносимое сопротивление является отрицательным (емкостным), и наоборот. Вносимое реактивное сопротивление изменяет собственную частоту первичного контура, на которую он был настроен при разомкнутом вторичном. При увеличении коэффициента связи вносимое сопротивление возрастает. В зависимости от величины вносимого активного сопротивления ΔR_1 связь может быть слабой ($\Delta R_1 < r_1$), сильной ($\Delta R_1 > r_1$) или критической ($\Delta R_1 = r_1$).

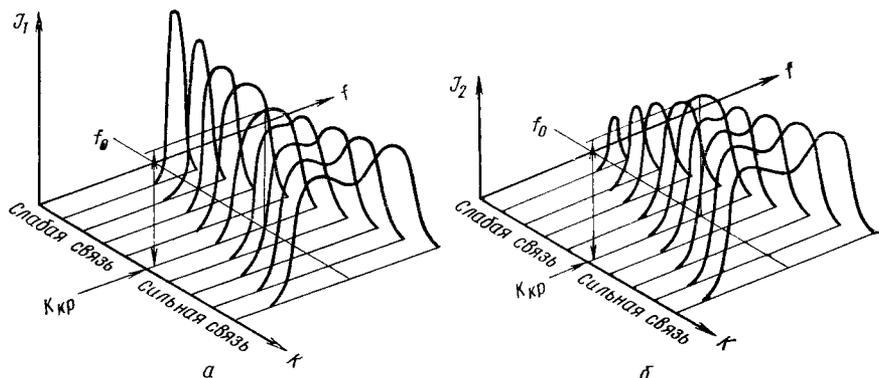


Рис. 91. Зависимость формы резонансной кривой тока от коэффициента связи: а — в первом контуре; б — во втором контуре

Форма резонансных кривых тока связанных контуров в зависимости от коэффициента связи для первого контура показана на рис. 91, а, для второго — на рис. 91, б.

Из рисунков видно, что при слабой и критической связях резонансные кривые одногорбые, при сильной связи — двугорбые, причем по мере увеличения связи острота пиков одногорбых кривых уменьшается, а седловина двугорбых кривых растет. За счет этого происходит расширение резонансной кривой и соответственно увеличение полосы пропускания контура (рис. 92).

Положим, что оба связанных контура идентичны, т. е. $L_1 = L_2 = L$; $C_1 = C_2 = C$; $r_1 = r_2 = r$.

Рассмотрим случай индуктивно-связанных контуров. Коэффициент связи контуров в соответствии с выражением (4.28) примет вид $k = M/L$.

Резонансная частота контуров

$$f_0 = 1/[2\pi \sqrt{LC(1 - k^2)}].$$

Частоты левого и правого горбов резонансной кривой (см. рис. 92) будут

$$f' = f_0/\sqrt{1 + k}; \quad f'' = f_0/\sqrt{1 - k}. \quad (4.34)$$

Отношение максимального (при $f = f'$ и $f = f''$) к минимальному (при $f = f_0$) значению характеристики контура внутри полосы пропускания, определяемое глубиной спадин, описывается уравнением

$$\Delta = (1 + k^2 Q^2)/(2kQ), \quad (4.35)$$

где $Q = \omega_0 r C$ — добротности контуров при отсутствии между ними связи.

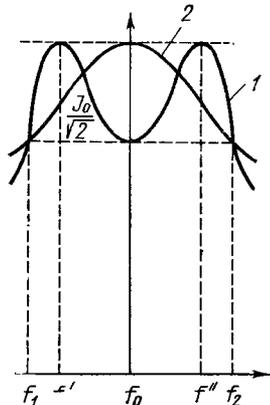


Рис. 92. Полосы пропускания:

1 — двух связанных контуров; 2 — одиночного контура

Ширина полосы пропускания связанных контуров может быть выражена соотношением

$$f_2 - f_1 = 2\Delta f_{\text{св}} = f_0 \sqrt{2} \sqrt{k^2 - 1/Q^2}. \quad (4.36)$$

Учитывая, что верхняя граничная частота зоны частот предыдущего контура формантного тракта равна нижней граничной частоте зоны частот последующего контура, можно записать

$$f_{0n-1} + \lambda \cdot \Delta f_{\text{св. } n-1} = f_{0n} - \lambda \cdot \Delta f_{\text{св. } n},$$

где $\Delta f_{\text{св. } n-1} = f_{0n-1}/(2aQ)$; $\Delta f_{\text{св. } n} = f_{0n}/(2aQ)$; λ — отношение ширины зоны частот контура вверх или вниз от резонансной частоты к половине ширины полосы пропускания контура.

Тогда

$$f_{0n} = f_{0n-1} (2aQ + \lambda)/(2aQ - \lambda).$$

Резонансную частоту f_{0n} для n -й пары связанных контуров после несложных преобразований получим

$$f_{0n} = f_{01} [(2aQ + \lambda)/(2aQ - \lambda)]^{n-1}. \quad (4.37)$$

Число необходимых пар связанных контуров найдем из формулы

$$N = \frac{\ln(f_{0N}/f_{01})}{\ln[(2aQ + \lambda)/(2aQ - \lambda)]} + 1 = \frac{\ln\{f_{\text{в}}(4aQ - \lambda)/[f_{\text{н}}(4aQ + \lambda)]\}}{\ln[(2aQ + \lambda)/(2aQ - \lambda)]} + 1. \quad (4.38)$$

Для случая, когда коэффициент связи контуров $k > 1/Q$, что соответствует двугорбой резонансной характеристике, из уравнения (4.35) можем найти

$$kQ = \Delta + \sqrt{\Delta^2 - 1}.$$

Теперь ширину полосы пропускания (4.36) можно представить в виде

$$2\Delta f_{\text{св}} = f_0 \sqrt{2} \left[\sqrt{(\Delta + \sqrt{\Delta^2 - 1})^2 - 1} \right] / Q. \quad (4.39)$$

Сопоставляя выражения (4.39) и выражение

$$2\Delta f_{\text{св}} = f_0/aQ,$$

найдем коэффициент

$$a = 1/\left[\sqrt{2} \sqrt{(\Delta + \sqrt{\Delta^2 - 1})^2 - 1} \right]. \quad (4.40)$$

Положив при $\lambda = \sqrt{2}$ для полосы пропускания связанных контуров $\Delta = \sqrt{2}$, что обычно принимается при определении ширины полосы пропускания контуров по аналогии с одиночными контурами, для полной формантной системы ЭМИ получим

$$N = \frac{\ln\{f_{\text{в}}(2Q - 2,197)/[f_{\text{н}}(2Q + 2,197)]\}}{\ln[(Q + 2,197)/(Q - 2,197)]} + 1.$$

При полосе пропускания тракта от $f_{\text{н}}=30$ Гц до $f_{\text{в}}=10\,000$ Гц и добротности $Q=50$ необходимо приблизительно иметь связанных пар контуров $N=66$; при добротности $Q=100$ получим $N=132$; при $Q=300$ будем иметь $N=393$. Естественно, такое количество контуров является оптимальным с точки зрения обеспечения сплошной полосы пропускания, но не с позиций простоты его реализации. Однако полная формантная система выражает общий случай формантной системы ЭМИ. Действительно, исключая те или иные контуры (одиночные или связанные) или изменяя частотные расстояния между ними, их добротности, а также производя перестройку контуров, например, отключив вторичный или подключив дополнительный (при связанных контурах) и т. д., как частные случаи, можно получить практически любые комбинации формант. Все манипуляции с такими системами могут выполняться путем переключения соответствующих органов управления ЭМИ.

§ 6. ПОЛОСОВЫЕ И ОБРЕЗНЫЕ ФИЛЬТРЫ ФОРМАНТНЫХ ТРАКТОВ ЭМИ

До сих пор мы предполагали, что резонансная кривая контура симметрична относительно резонансной частоты. Такое предположение допустимо при достаточно больших добротностях контуров. При малой же их добротности имеется асимметрия резонансной кривой тем большая, чем меньше добротность контура.

Запишем отношение тока в последовательном контуре (см. рис. 80, а) к току в том же контуре при резонансе в виде

$$n_0 = I(\omega)/I_0 = 1/\sqrt{1 + (\omega L - 1/\omega C)^2/r^2} = 1/\sqrt{1 + x^2/r^2}. \quad (4.41)$$

Это уравнение называют безразмерным уравнением колебательного контура. Учитывая, что

$$LC = 1/\omega_0^2 \quad \text{и} \quad \omega_0 L/r = Q,$$

его можно записать в виде

$$n_0 = 1/\sqrt{1 + Q^2(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}. \quad (4.42)$$

Будем уменьшать индуктивность и увеличивать емкость контура, т. е. уменьшать характеристическое сопротивление $\rho = \sqrt{L/C}$, сохраняя неизменной резонансную частоту ω_0 . При этом будет уменьшаться добротность контура $Q = \rho/r$.

Резонансные кривые для разных напряжений на емкости и индуктивности соответственно получим

$$n_C = (\omega_0/\omega)/\sqrt{1 + Q^2(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}; \quad (4.43)$$

$$n_L = (\omega/\omega_0)/\sqrt{1 + Q^2(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}. \quad (4.44)$$

На рис. 93, а показаны зависимости n_C для различных добротностей контура. При достаточно низкой добротности последовательный резонансный контур превращается фактически в фильтр нижних частот, если выходной сигнал снимается с емкости.

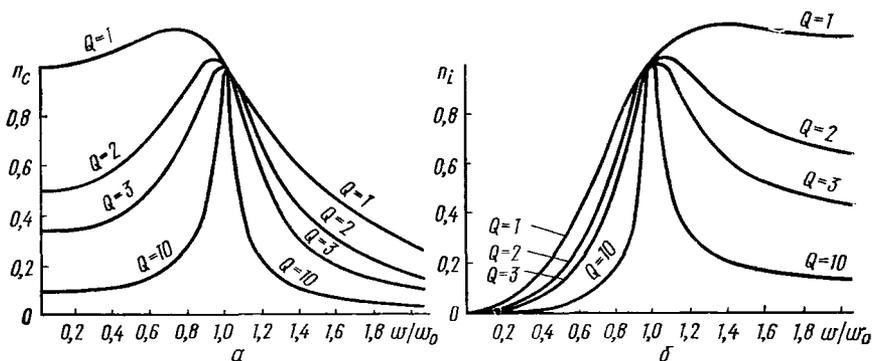


Рис. 93. Резонансные кривые напряжений последовательного контура:
 a — на емкости; b — на индуктивности

Если сигнал снимается с индуктивности, то фильтр имеет полосу прозрачности в области верхних частот (рис. 93, б). Такие фильтры являются по существу вырожденными формантными контурами.

Для более эффективного обрезания частоты часто устанавливают последовательно с LC -контуром несколько RC -звеньев (рис. 94). С целью упрощения фильтров во многих случаях ограничиваются использованием лишь RC -цепочек (рис. 94, в и г). Это несколько снижает крутизну среза при том же числе звеньев.

В фильтрах из RC -цепочек постоянные времени каждого звена выбирают одинаковыми, т. е. $r_1 C_1 = r_2 C_2 = r_3 C_3$. Чтобы каждое последующее звено не нагружало предыдущее, необходимо выполнить условия: для фильтра нижних частот (рис. 94, в)

$$r_1 \ll r_2 \ll r_3, \quad (4.45)$$

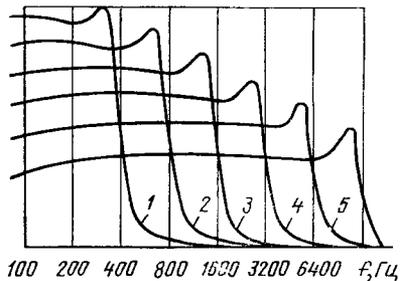
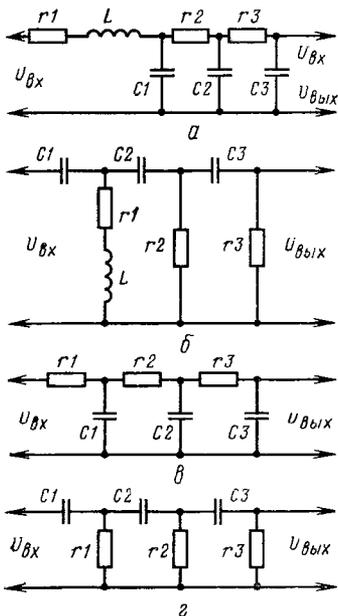
для фильтра верхних частот (рис. 94, г)

$$C_1 \gg C_2 \gg C_3. \quad (4.46)$$

Полосовые фильтры могут быть получены путем последовательного включения фильтров верхних и нижних частот, если частота среза фильтра нижних частот меньше частоты среза фильтра верхних частот. В качестве полосовых фильтров можно использовать связанные контуры с большим коэффициентом связи.

Чем больше крутизна среза фильтра, тем большая временная задержка сигнала в нем происходит. Это, как и в формантных контурах, затягивает переходные процессы и оживляет звук. Частотная зависимость затухания в фильтрах, как и в резонансных контурах, в этом случае приводит к искажению формы сигнала. Чем больше крутизна среза, тем больше будут такие искажения.

Если в полосе прозрачности остается не менее 3—5 гармоник низких номеров, фильтры нижних частот с крутым срезом смягчают тембр звука, не снижая его музыкальных качеств. Достоинства этих фильтров можно использовать, например, при имитации зву-



← Рис. 94. Некоторые виды фильтров, применяемых в ЭМИ:

а — фильтр нижних частот с индуктивностью; б — фильтр верхних частот с индуктивностью; в — безындуктивный низкочастотный фильтр на интегрирующих RC -звеньях; г — безындуктивный высокочастотный фильтр на RC -звеньях

Рис. 95. Амплитудно-частотные характеристики фильтров нижних частот, рекомендуемые А. А. Володиным для использования в мелодических (одноголосных) ЭМИ

ков контрабаса, а также звуков перепоночных инструментов (барабанов, литавр и др.). Поскольку частота среза при применении обрезных фильтров для имитации отдельных тембров может достигать 200—300 Гц, то более высокие регистры инструмента могут оказаться вне полосы прозрачности и инструмент в этих регистрах окажется неработоспособным. Для устранения такого явления А. А. Володин [15] предлагает в формантных системах ЭМИ всю область частот инструмента разбивать на отдельные каналы с высотными интервалами частоты среза не более 0,5—1,0 октавы (рис. 95). В зависимости от достигаемых целей частоту среза можно изменять в больших пределах. При этом с повышением частоты среза увеличивается светлота и яркость тембра.

Чтобы снизить переходы по тембру при извлечении звуков двух соседних полутонов, принадлежащих смежным фильтрам среза, можно соседние тона подавать одновременно в определенных соотношениях на оба фильтра.

При недостаточной крутизне среза фильтра, например, в случае применения одного RC -звена, крутизна среза становится малой и звук скорее приглушается, чем смягчается. Тем не менее, когда необходимо уменьшить излишнюю резкость звуков, применение RC -цепочки может быть полезным.

Для получения очень резких, гротескных тембров можно применять фильтры высоких частот (см. рис. 94, г) с крутым срезом. Фильтры с плавным подъемом характеристик можно использовать для уменьшения гудящего низкочастотного призвука.

Таким образом, обнаруживаются ценные с точки зрения воздействия на звуковой сигнал электрические качества фильтров. Поэтому фильтры вместе с формантными контурами играют важную роль в формировании тембров ЭМИ.

§ 7. ФОРМАНТНЫЕ КОНТУРЫ И ФИЛЬТРЫ, ПОСТРОЕННЫЕ НА АКТИВНЫХ RC-ЦЕПЯХ

Применение в формантных системах ЭМИ большого количества резонансных контуров высокой добротности, особенно для области низких частот, ставит перед разработчиками весьма сложную задачу. Решение этой задачи с помощью пассивных LC -схем приводит к созданию громоздких дорогостоящих устройств. Развитие же транзисторной техники, микроэлектроники позволяет значительно упростить ее решение путем применения активных RC -цепей. Такие цепи избавляют разработчиков от необходимости применения громоздких и сложных элементов, какими являются катушки индуктивности. Это способствует значительному уменьшению размеров формантных контуров и возможности повышения их добротности, что особенно ценно для многоформантных систем ЭМИ. По данным отдельных экспериментов, добротность активного RC -контур может составлять от единицы до тысячи, регулировать добротность при этом можно относительно простыми средствами. Основными конструктивными элементами таких устройств являются обычные или операционные усилители и RC -цепи, включаемые в обратную связь устройства. Операционные усилители обладают очень большим коэффициентом усиления, большим входным и малым выходным сопротивлениями. Усилители почти всегда применяют с глубокой отрицательной обратной связью. Существует большое разнообразие способов включения RC -цепей в обратную связь усилителей и реализации таким образом активных RC -цепей. Однако наибольшее распространение получили в области низких частот схемы с двойным T -образным мостом.

Параметры моста выбирают исходя из соотношений $R_1=2R_2$ и $C_1=0,5C_2$ (рис. 96, *a*). Такой мост будет иметь амплитудно-частотную характеристику (рис. 96, *б*), где частота f_0 определяется из выражения

$$f_0 = 1/(2\pi R_1 C_1). \quad (4.47)$$

Поскольку на этой частоте коэффициент передачи моста минимален, то при включении его в цепь отрицательной обратной связи усилителя усиление будет максимальным.

Одна из схем активной RC -цепи, содержащих усилитель с двойным T -образным мостом в цепи обратной связи, приведена на рис. 97, *a*. Сигнал отрицательной обратной связи в такой схеме через двойной T -образный мост $R_2R_3C_1C_2R_4C_2$ поступает с коллектора на базу транзистора VI , являющегося усилителем напряжения, и делает коэффициент усиления зависимым от частоты.

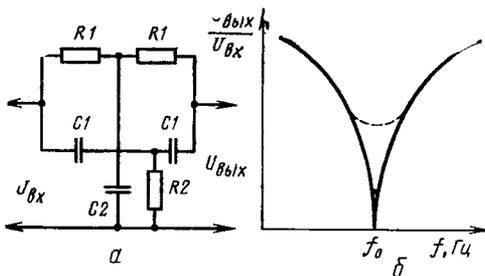


Рис. 96. Схема (а) и амплитудно-частотная характеристика (б) двойного Т-образного моста

С выхода транзистора $V1$ сигнал поступает на цепочку $R9R11C7$, выполняющую роль низкочастотного фильтра и обеспечивающую дополнительное подавление высоких частот. Для этих же целей служит отрицательная обратная связь, подаваемая с коллектора на базу транзистора $V2$. Результирующая амплитудно-частотная характеристика

устройства показана на рис. 97, б.

Другая электрическая схема активной RC -цепи, об использовании которой в формантной системе ЭМИ было доложено Г. Н. Маслаковым и др. на III Всесоюзной научно-технической конференции по электромузыкальным инструментам, приведена на рис. 98. Схема состоит из операционного усилителя, собранного на транзисторах $V1—V5$, и двойного Т-образного моста, включенного в цепь обратной связи. Для обеспечения высокого входного сопротивления операционного усилителя на его входе использован истоковый повторитель, выполненный на полевом транзисторе $V1$, входное сопротивление которого практически определяется цепью

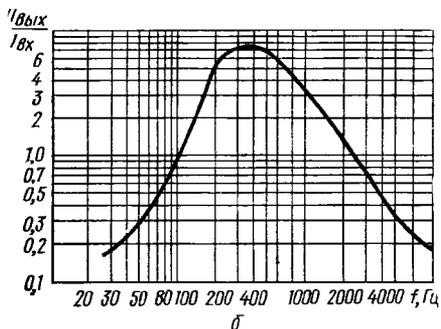
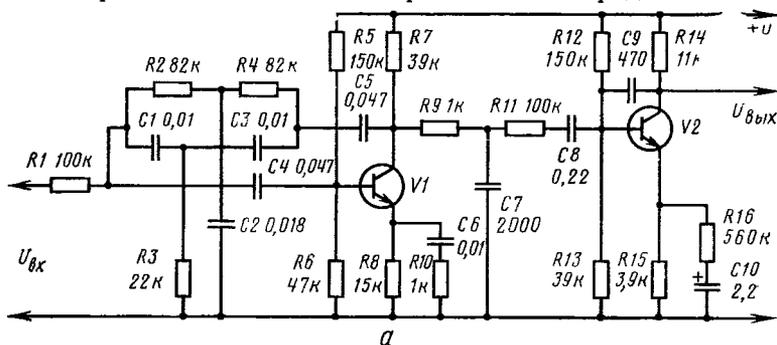


Рис. 97. Электрическая схема активной RC -цепи (а) и ее амплитудно-частотная характеристика (б)

смещения. Усилителем напряжения в схеме операционного усилителя является транзистор $V2$. Для максимального увеличения его коэффициента усиления в цепь коллектора включен транзистор $V3$, обеспечивающий сопротивление по переменному току 3—4 МОм, а последующий каскад выполнен в виде истокового повторителя на полевом транзисторе $V4$. В связи с отсутствием отдельных цепей смещения этого транзистора входное сопротивление каскада весьма велико, а выходное с учетом действия отрицательной обратной связи по напряжению, осуществляемой транзистором $V5$, составляет единицы Ом, что необходимо для согласования выходного сопротивления операционного усилителя с низким входным сопротивлением двойного Т-образного моста.

Достоинством схемы является ее нечувствительность к параметрам транзисторов. Резонансная частота такого формантного контура при изменении сопротивления резисторов $R13$ и $R17$ может изменяться от 200 до 1500 Гц.

Добротность контура можно регулировать резистором $R12$ от единицы до двухсот.

Применение активных RC -цепей для построения обрезающих фильтров ЭМИ позволяет также во многих случаях упростить задачу формирования тембра. Такие фильтры по сравнению с пассивными имеют значительно больший коэффициент передачи, большую крутизну среза и обеспечивают возможность изменять частоту среза простыми средствами в широких пределах.

На рис. 99, а показана одна из возможных схем построения фильтра нижних частот на активных RC -цепях. Здесь схема, собранная на транзисторах $V1—V4$, представляет собой операционный усилитель. Обратная связь осуществляется через конденсатор $C2$ и элементы RC . Частота среза фильтра на уровне 0,707 (минус 3 дБ), определяется значениями емкостей конденсаторов $C2$ и $C3$ и сопротивлением резисторов $R3—R6$. В зависимости от положения движков резисторов $R3$ и $R5$ частота среза фильтра может изменяться примерно от 300 до 3500 Гц. Крутизну среза фильтра можно изменять, подбирая емкость конденсатора $C2$. Ее

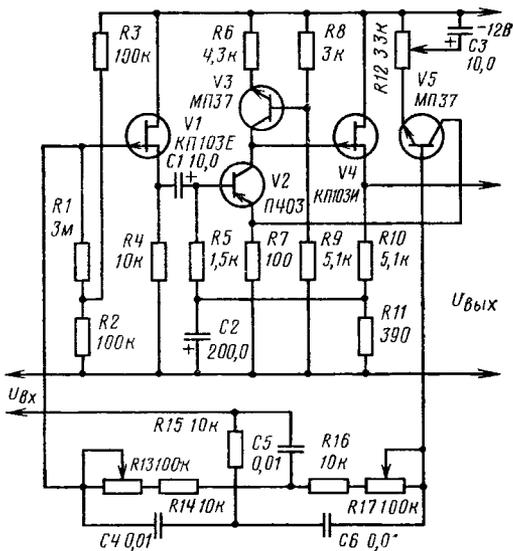
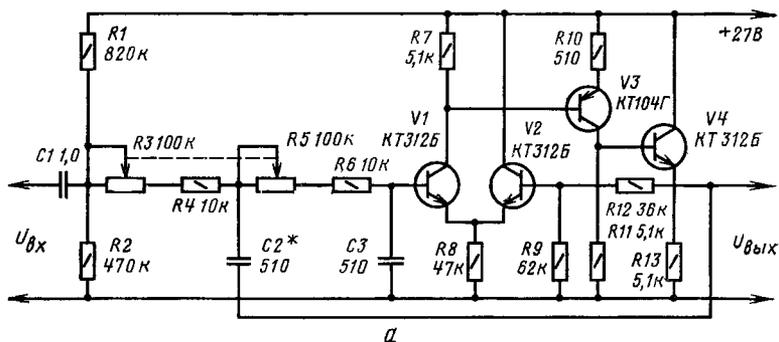


Рис. 98. Электрическая схема активной RC -цепи, предназначенной для применения в формантных системах ЭМИ



а

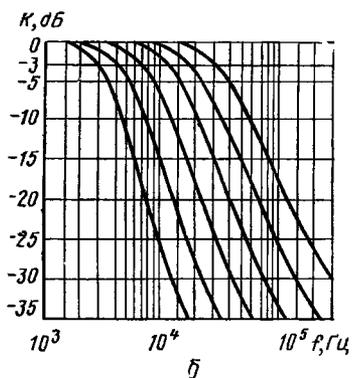


Рис. 99. Электрическая схема активного RC-фильтра нижних частот (а) и его амплитудно-частотные характеристики (б)

можно регулировать от 6 до 12 дБ на октаву, и она практически не зависит от положения резисторов $R3$ и $R5$.

Амплитудно-частотные характеристики фильтра для различных значений сопротивления этих резисторов приведены на рис. 99, б.

В настоящее время отечественная промышленность и промышленность ряда зарубежных стран освоили массовый выпуск операционных усилителей в виде интегральных микросхем, что значительно упрощает задачу построения формантных систем ЭМИ. (С одним из примеров применения таких элементов в формантных системах зарубежных ЭМИ мы познакомимся в § 9.)

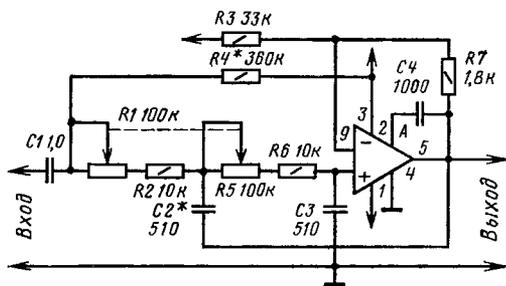


Рис. 100. Активный RC-фильтр на интегральной микросхеме

На рис. 100 приведен пример выполнения активного RC-фильтра нижних частот на отечественном операционном усилителе К1У401Б, выполненном в виде интегральной микросхемы. (Эта схема практически равнозначна схеме, приведенной на

рис. 99, а.) Здесь режим работы операционного усилителя устанавливается путем подбора сопротивления резистора R_4 . Аналогично на операционных усилителях могут быть выполнены активные RC-фильтры верхних частот, а также полосовые фильтры.

§ 8. ТЕМБРОВАЯ ЗНАЧИМОСТЬ ФОРМАНТ

Слух в процессе эволюции человека сформировался таким образом, что распознавание звучащих тел производится в основном по сосредоточению энергии звуков в тех или иных частотных областях. Большинство же звучащих тел, речь человека (в том числе и вокальная), звуки, издаваемые животными, имеют формантную природу звукообразования. В сознании человека кроме смысловой оценки звуковых сигналов происходит и произвольная их тембровая оценка, значительную роль в формировании которой играет характер формантной структуры звучащего тела. Форманты для всех тел сохраняются практически неизменными, вследствие чего тот или иной тембр рождает у человека и представление о звучащем предмете.

Влияние формант на тембровое восприятие звуков в ЭМИ аналогично влиянию, которое они оказывают на тембр звука и в традиционных инструментах. Чем меньшее число формант участвует в формировании тембра звука, тем выше значимость каждой из формант в отдельности. При одной форманте тембр определяется интенсивностью этой форманты, ее добротностью и высотным положением. При нескольких формантах к уже названным признакам добавляются признаки, обусловленные количеством формант и их взаимным высотным расположением. По мере увеличения количества формант значимость каждого из перечисленных признаков, кроме добротности, притупляется. При весьма большом числе формант, т. е. в многоформантной системе с большой добротностью контуров, весомость каждой отдельной форманты становится незначительной, и два инструмента с такими формантными характеристиками, значительно отличающимися друг от друга, могут производить при прочих равных условиях (примерно равных добротностях формантных колебательных систем, количествах формант, близких по характеру и абсолютной величине, высотному положению общих подъемов и спадов амплитудно-частотной характеристики) звуки с практически неотличимым тембром.

Границ между мало- и многоформантными системами не существует, и при желании можно выделить некоторые среднеформантные системы. Однако будем, не определяя границ, к малоформантным системам относить такие формантные системы, в которых тембровая значимость положения и количества формант еще высоки.

В многоформантных системах на первый план начинают выступать не отдельные форманты (если только эти форманты не сосредотачивают значительной доли энергии), а общие области характерных подъемов и провалов амплитудно-частотных характери-

стик инструмента. При этом особую значимость начинает приобретать острота формант, т. е. добротность колебательных систем. В многоформантных системах (фортепиано, гитара, скрипка, виолончель и др.) добротность таких систем весьма высока (см. рис. 90), что приводит к усложнению переходных процессов, обусловленному временной задержкой сигналов, различной для различных гармоник и носящей в общем случае случайный характер. Возникающие вследствие сложности характера переходных процессов флуктуации амплитуды и частоты колебаний оживляют звук и значительно обогащают его тембр, причем такие флуктуации тем больше, чем больше формант и выше их добротность. Малоформантным системам свойственна и относительно малая добротность формант, поскольку при большой добротности малоформантных систем возможно резкое выделение отдельных гармоник при попадании их в полосу пропускания контура. Это вызывает неприятный, неравномерный по звуковому диапазону звук, резко изменяющийся по громкости и тембру при высотном перемещении от одного тона к другому.

В низкодобротных малоформантных системах при относительно приемлемых высотно-громкостных параметрах флуктуации частотных и амплитудных параметров незначительны. В этом смысле малоформантные системы в пределе (т. е. при стремлении получить равномерные высотно-громкостные характеристики за счет уменьшения добротности) вырождаются в бесформантные системы при практически полном отсутствии флуктуационных качеств. Вследствие этих причин полноценная имитация в ЭМИ тембров многоформантных традиционных инструментов с помощью малоформантных систем практически невозможна. Обратная же операция, т. е. имитация тембров малоформантных инструментов с помощью многоформантных систем, возможна лишь посредством обращения многоформантных систем в малоформантные путем выключения основной части формантных контуров и уменьшения добротности оставшейся их части, например, путем шунтирования их активными сопротивлениями.

Некоторое грубое подобие струнных звуков, получаемое в отдельных ЭМИ с помощью малоформантных тембровых систем, достигается не столько за счет формантного подобия, сколько за счет некоторого подобия огибающей переходного процесса, имеющей затухающий характер, типичный для струнных инструментов.

Рассмотрение влияния отдельных или группы формант, а также высотных интервалов между ними на качественные признаки тембра имеет смысл лишь для малоформантных систем, поскольку качество тембра многоформантных систем зависит в основном от общего характера подъема или спада амплитудно-частотной характеристики или ее участков. Весомость же отдельных формант в таких системах незначительна.

Малоформантные системы. Эти системы нашли широкое применение в современных ЭМИ. В ряде случаев они позволяют получить тембры, довольно совершенные в музыкальном отношении.

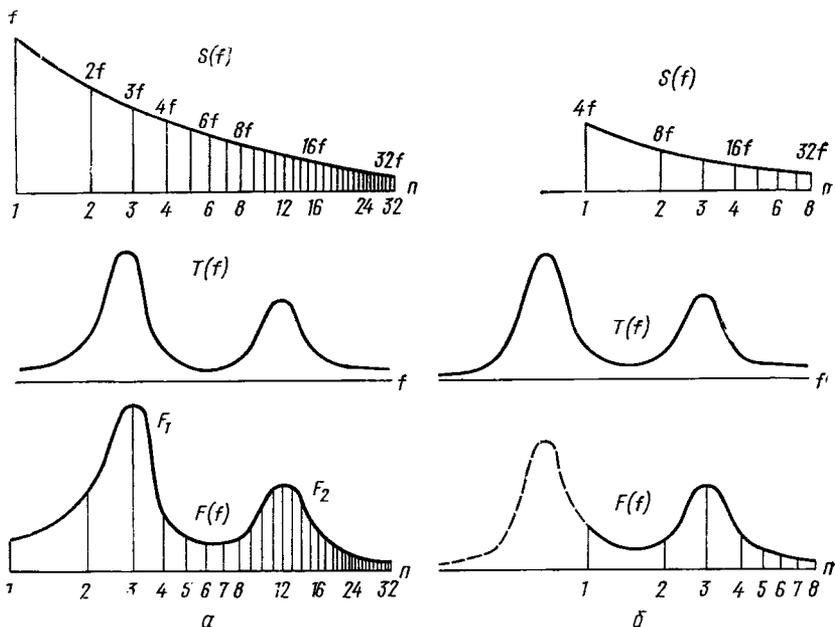


Рис. 101. Влияние формант на спектральную характеристику звукового сигнала:
a — низкочастотный звуковой сигнал; *б* — звуковой сигнал, сдвинутый на две октавы вверх

Наиболее важной особенностью малоформантных систем являются относительно большие высотные интервалы между резонансными частотами формант. Такие системы являются неполными. При одноформантной системе максимум подъема характеристики имеется вообще всего на одной частоте. Поэтому в малоформантных системах тембры звуков в значительной мере определяются добротностью контуров и взаимным их высотным расположением.

На рис. 101 показана двухформантная система контуров. При воздействии на такую систему некоторым сигналом, имеющим спектр $S(f)$, под действием электрического тракта с амплитудно-частотной характеристикой $T(f)$ получим формантную характеристику $F(f)$. При низкочастотном сигнале (рис. 101, *a*) в области действия формант окажется большое число гармоник. Вследствие малости интервальных коэффициентов между высшими гармониками их относительная плотность в зоне действия второй форманты F_2 окажется значительно больше плотности гармоник в зоне действия первой форманты F_1 .

Однако если частоту воздействующего на эту систему сигнала значительно увеличить, например на 2 октавы, то плотность гармоник второй форманты значительно уменьшится, а первая форманта может вообще не принимать участия в формировании тембра (рис. 101, *б*). В этом проявляется ограниченность (неполнота)

зоны действия формант. Для расширения этой зоны, т. е. для увеличения области воздействия резонансных контуров на преобразуемый звуковой сигнал в ЭМИ приходится применять контуры с малой добротностью.

В малоформантных традиционных инструментах добротность формант также относительно низкая. Так, для медной группы духовых инструментов (гобой, труба, тромбон, французский рожок и др.) она не превышает 30. Наибольшую тембровую окраску звуку придают форманты, расположенные в области частот до 1000 Гц. Так, если формантная зона в области низких звуков, как отмечалось, вмещает 5—6 нижних гармоник, тембр звука приобретает полноту, мягкость и сочность. Сочность тембра обеспечивают, например, форманты с частотами 250, 500, 800 и 1200 Гц. Контуры с большей добротностью обеспечивают большую сочность тембра. Поэтому для сохранения требуемой полосы пропускания контуров и повышения качества тембра путем увеличения добротности формант здесь частично или полностью можно использовать двухконтурные связанные формантные системы.

При исследовании малоформантных низкодобротных одноконтурных систем мелодических ЭМИ «Экводинов» ценные результаты получил А. А. Володин.

В целом форманты области частот до 1000 Гц способствуют проявлению высотной и тембровой ясности звука, его наполненности, т. е. придают, по выражению А. А. Володиной [31], интонационную определенность тембру. Для сохранения интонационной определенности в низкочастотной области (т. е. в интонационной зоне) должна быть сосредоточена значительная часть энергии звукового сигнала. При этом для сохранения тембровых и интонационных качеств в интонационной зоне нужно сохранить не менее трех гармоник.

По мере повышения диапазона частот звуковых сигналов в низкочастотную формантную зону попадает все меньшая часть их спектра, что делает тембр звука тусклым, неокрашенным. Часть формант по частоте может оказаться ниже основной гармоники сигнала, вследствие чего в данном случае исключается значимость этих формант низкочастотной зоны. Поэтому форманты при достаточно широком диапазоне звуков ЭМИ должны быть расположены во всех зонах звукового диапазона.

Форманты средней области частот, т. е. частот от 1000 до 3000 Гц, имеют несколько иную тембровую значимость. Поскольку они захватывают область наибольшей слышимости уха, то им принадлежит важная роль в восприятии громкости тембра. Форманты этой области частот определяют такое качество звука, как полетность (область частот 2500—3000 Гц). Вместе с тем большая интенсивность формант на частотах 2800—3000 Гц придает звуку гортанный, крикливый характер. Форманты области частот 1000—2500 Гц дополняют тембровые качества низкочастотных формант, придавая им оттенок бархатистости и расширяют зону тембрового единства звука.

В области частот выше 3000 Гц форманты придают тембру светлоту, серебристость, блеск, яркость, резкость. Одна или несколько интенсивных формант на частотах 4000—6000 Гц могут придать тембру пронзительность, серебристость, звонкость, хрустальность, металличность. В то же время форманты этой зоны могут изменять роль формант средней зоны, например, снимать гортанность, крикливость тембра.

Весьма большое значение, как уже отмечалось, при формировании тембров ЭМИ в малоформантных системах имеет характер высотного расположения формант.

А. А. Володин [31] предложил ряд высотных построений формантных систем, имеющих высокую музыкальную значимость. Одной из таких систем является система с октавным отношением резонансных частот формант

$$f_1 : f_2 = f_2 : f_3 = \dots = f_{n-1} : f_n = 1:2.$$

Другим вариантом расположения формант может являться расположение с интервалом в квинту и кварту. При этом все нечетные или четные форманты окажутся расположенными в октаву

$$f_0; 1,5f_0; 2f_0; 4f_0; 6f_0; 8f_0; 12f_0; 16f_0; \dots ;$$

где в качестве частоты f_0 может быть принята, например, частота 125 Гц или другая.

Этот ряд формантных частот, как установил А. А. Володин, позволяет получить приятные музыкальные тембры, причем изменение интенсивности отдельных формант или их полное исключение придает индивидуальные тембровые оттенки звуку. Полученные таким образом тембры несут отпечаток тембров духовых инструментов.

Такая система формант с частотами 250; 375; 500; 750; 1000; 1500; 2000; 3000; 4000; 6000; 8000 Гц была использована в одноголосном инструменте «Эквудин В-9», удостоенном на Брюссельской выставке в 1958 г. Большой Золотой медали. Путем подбора отдельных комбинаций из этой системы формант и подключения некоторых дополнительных эффектов на «Эквудине В-9» удалось получить большое разнообразие замечательных тембров.

На практике могут быть получены и другие комбинации высотного расположения формантных контуров. Так, в качестве высотной тембровой системы А. А. Володин предложил комбинацию трех формант, построенных по принципу

$$f_1 : f_2 : f_3 = 2 : 3 : 5.$$

Аналогия такой системы прослеживается у скрипичных тембров (500; 750; 1250 Гц). Эту комбинацию полезно дополнить еще тремя формантами:

$$f_1 : f_2 : f_3 : f_4 : f_5 : f_6 = 2 : 3 : 5 : 8 : 12 : 20.$$

Формируемый такой комбинацией контуров тембр приобретет яркую музыкальную окраску, если на систему контуров воздействовать сигналами с достаточно протяженным спектром.

В нижнем регистре ЭМИ возможно применение комбинации формант

$$f_1:f_2:f_3 = 3:4:5.$$

Тембровые качества звука в значительной степени зависят не только от взаимного высотного расположения формант, их количества и добротности, но и от относительных амплитуд формант, образующих ту или иную их комбинацию.

Распределение интенсивности между формантами и, следовательно, музыкальность тембра зависят также от спектрального состава исходных сигналов, поступающих на формантную систему ЭМИ. Подбором относительных амплитуд формант можно получить оптимальные качества тембра при заданной их комбинации.

Другой путь улучшения и расширения тембровых качеств заданной формантной комбинации — это повышение добротности формантных контуров. Поэтому в малоформантных неполных системах можно при неизменной полосе пропускания контуров увеличить добротность формант, применив связанные двух- или многоконтурные системы.

Многоформантные системы. Как мы уже убедились, с увеличением количества формант, т. е. с повышением их плотности, изменяется и их качественное значение. Во-первых, уменьшается значимость отдельной форманты, во-вторых, возрастает флуктуационная информативность как формантной системы в целом, так и каждой из формант в отдельности. Это связано с тем, что претерпевают качественное изменение и сами форманты: происходит сужение полосы пропускания форманты, т. е. увеличение ее добротности.

Тембры инструментов с неполными многоформантными системами: рояля, клавесина, скрипки, виолончели, гитары, арфы и других инструментов отличаются особой выразительностью, оживленностью и в то же время большой индивидуальностью. Эта индивидуальность связана как со способом извлечения звука, так и с особенностью амплитудно-частотной характеристики и ее общих подъемов и провалов, т. е. с характером и степенью неполноты каждой конкретной многоформантной колебательной системы.

Так, в традиционных многоформантных инструментах различные формы общих подъемов и спадов амплитудно-частотной характеристики в области частот примерно от 200 до 800 Гц придают тембру оттенки глубины, сочности. Плавный подъем огибающей амплитудно-частотной характеристики в области частот от 800 до 2500 Гц определяет бархатистость звука, а резкие один или несколько подъемов — его гнусавость. Подъем в области от 2500 до 10 000 Гц придает тембру блеск, яркость.

Как и в случае малоформантных систем, подъем на частотах от 2500 до 3000 Гц обеспечивает звуку полетность, а значительный подъем на частотах от 4000 до 6000 Гц придает ему резкость.

Прозвучиваемость, металличность тембр приобретает при отно-

сительно крутом общем подъеме характеристики на частоте около 4500 Гц. Серебристость появляется при сравнительно плавном подъеме на частоте примерно 3500 Гц, звонкость, хрустальность — при подъеме на частоте около 3000 Гц.

Общий спад характеристики в области низких частот лишает тембр сочности, обедняет его. Тембр будет жидким, зажатым при относительно плоской характеристике в области частот от 500 до 6500 Гц с незначительной впадиной в средней части.

В настоящее время, насколько известно из обзора доступной нам литературы, ЭМИ с многоформантными системами еще не производятся, а поэтому поднимаемый здесь вопрос о таких системах для ЭМИ несколько проблематичен и требует определенной проработки. Однако некоторые отдельные эксперименты в данной области, выполненные автором, показали перспективность таких работ. Видимо, через такие разработки лежит один из путей создания роялеподобных ЭМИ.

Полные многоформантные системы. Практически полные многоформантные системы могут быть использованы в качестве основы для большинства формантных систем ЭМИ. Действительно, отключая или изменяя интенсивность той или иной части формантных контуров, т. е. формируя определенные общие подъемы и провалы амплитудно-частотной характеристики электрического тракта ЭМИ, можно получить различные неполные многоформантные системы, которые будут являться основой для имитации тембров рояля, клавесина, арфы, скрипки, виолончели, гитары и т. д. Если отключить основную массу формантных контуров, а у оставшейся части уменьшить добротность и соответствующим образом скорректировать интенсивность, то можно получить формантную основу для имитации тембров малоформантных инструментов (гобоя, фагота, флейты, рожка, трубы и др.). Таким образом, полная многоформантная система при определенной ее деформации может стать тембровой основой для формирования тембров инструментов с неполными многоформантной и малоформантной системами, хотя в недеформированном виде она может и не представлять большой музыкально-выразительной ценности.

Комбинации построения и включения полной многоформантной системы в ЭМИ и способы управления ее параметрами могут быть весьма разнообразны. Эта система может стать хорошей основой для поиска новых музыкальных тембров.

На рис. 102 приведена одна из возможных схем включения такой системы в ЭМИ типа электрооргана или электрофортепиано. При нажатии клавишей музыкального инструмента создаваемые генераторной основой $G_I—G_M$ сигналы с клавишных преобразователей $E_I—E_M$ поступают на ключи $D_I—D_N$, причем при нажатии одной клавиши эти сигналы могут подаваться одновременно на все или часть ключей, где одновременно происходит смешение сигналов. Подавая на те же ключи управляющие сигналы через входы a можно открывать или закрывать те или иные из них,

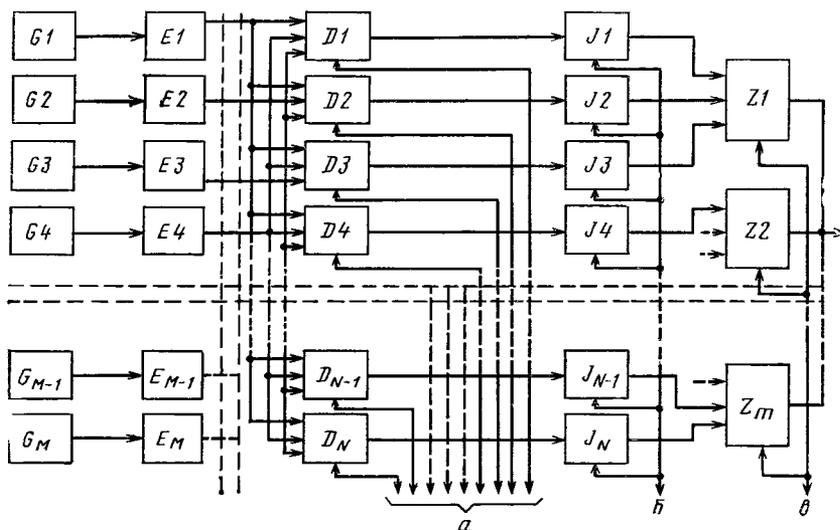


Рис. 102. Функциональная схема ЭМИ с полной многоформантной тембровой системой

т. е. включать ту или иную комбинацию формантных контуров $J1 \dots J_N$.

Добротности и резонансные частоты формантных контуров здесь выбираются таким образом, чтобы при всех открытых ключах образовать сплошную полосу пропускания системы. При этом частоты конкретных контуров в зависимости от их типов, добротности и ширины полосы пропускания выбираются в соответствии с уравнением (4.24). Если коэффициенты передачи ключей сделать зависимыми от величины управляющего сигнала, то с формантных контуров $J1 \dots J_N$ будут поступать на фильтры $Z1 \dots Z_m$ сигналы с различной амплитудой. Следовательно, подавая на входы a различные комбинации управляющих сигналов, можно получить различные комбинации много- или малоформантных тембровых систем. В малоформантных тембровых системах необходимо уменьшить добротность формантных контуров путем подачи управляющего сигнала на вход b . Очевидно, систему контуров можно построить так, чтобы было возможно, подавая на них определенные электрические сигналы также перестраивать их структуру, изменять коэффициент связи в связанных контурах и т. д.

Сигналы с формантных контуров через полосовые и обрезные фильтры $Z1 \dots Z_m$ подаются на усилительно-акустическую систему (на рис. 102 не показана) для преобразования электрических сигналов в акустические сигналы требуемой интенсивности. Фильтры $Z1 \dots Z_m$ используют в основном при построении малоформантных тембров для обрезания нужной области частот. Перестройка частоты среза или полосы пропускания фильтров или их полное отклю-

чение осуществляют путем подачи управляющих сигналов на вход v .

В инструменте, выполненном по такой функциональной схеме, несмотря на его большие тембровые возможности, оказывается весьма затруднительно выбрать нужную комбинацию включения или изменить коэффициент передачи ключей в связи с большим разнообразием всевозможных комбинаций включения при перестройке тембров ЭМИ. Поэтому для сведения к минимуму числа операций по выбору желаемой формантной основы и упрощения работы с инструментом можно операции включения нужной комбинации контуров осуществлять, например, посредством использования дешифратора (на рис. 102 не показан), позволяющего нажатием одной кнопки получить формантную основу желаемого тембра.

Остановимся на конкретном примере построения полной многотембровой системы. Пусть необходимо реализовать такую систему в многоголосном клавишном инструменте с диапазоном звучания 6 октав (от C_1 до c^4). Нижняя частота формантной системы будет определяться частотой тона C_1 , т. е. $f_H = 32,7$ Гц. Верхнюю частоту можно определить исходя из желаемого количества гармоник верхнего тона c^4 . Ограничимся четырьмя гармониками. Тогда, учитывая, что частота тона c^4 равна 2093 Гц, получим $f_B = 8372$ Гц. Принимая добротность контуров $Q = 100$ и $\lambda = 3$, получим по формуле (4.26) потребное количество контуров $N = 185$. Резонансная частота первого контура может быть определена из выражений (4.21) и (4.25).

$$f_{01} = \frac{4Qf_H}{4Q - \lambda} = \frac{4 \cdot 100 \cdot 32,7}{4 \cdot 100 - 3} \approx 33 \text{ Гц.}$$

Частоту каждого последующего контура легко найти по формуле (4.24). Полученные для нашего случая резонансные частоты контуров приведены в табл. 17. Сигналы с каждого из клавишных преобразователей можно подавать как одновременно на каждый формантный контур (через ключи $D1 - D_N$), так и на часть контуров, исходя из необходимости получения того или иного тембрового оттенка. Так, для ослабления влияния диссонирующих интервалов между гармониками выше шестой можно так выбрать формантные контуры, чтобы нужные гармоники электрического сигнала проходили без ослабления, а гармоники, образующие диссонирующие интервалы, ослаблялись. С этой целью можно сохранить после шестой гармоники 8, 10, 12, 15 и 18-ю (табл. 18). Тогда сигналы с клавишных преобразователей следует подавать не подряд на все ключи (и контуры соответственно), а только на те, которые свободно пропускают нужные гармоники и подавляют гармоники, образующие диссонирующие интервалы. Номера контуров, выбранные по табл. 17, на которые следует подавать сигналы с клавишных преобразователей контроктавы для показанной на рис. 102 функциональной схемы инструмента, приведены в табл. 19.

Таблица 17. Резонансные частоты одиночных контуров идеализированного тракта ЭМИ для диапазона звучания от C_1 до c^A при $Q=100$ и $\lambda=3$

Номер контура, N	Резонансная частота контура, Гц	Номер контура, N	Резонансная частота контура, Гц	Номер контура, N	Резонансная частота контура, Гц	Номер контура, N	Резонансная частота контура, Гц
1	33,0	47	131,2	93	521,5	139	2073,0
2	34,0	48	135,2	94	537,4	140	2136,2
3	35,0	49	139,3	95	553,7	141	2201,1
4	36,1	50	143,5	96	570,6	142	2268,3
5	37,2	51	147,9	97	588,0	143	2337,4
6	38,3	52	152,4	98	605,9	144	2408,6
7	39,5	53	157,1	99	624,4	145	2481,9
8	40,7	54	161,8	100	643,4	146	2557,5
9	42,0	55	166,8	101	663,0	147	2635,4
10	43,2	56	171,8	102	683,2	148	2715,7
11	44,5	57	177,1	103	704,0	149	2798,4
12	45,9	58	182,5	104	725,4	150	2883,6
13	47,3	59	188,0	105	747,5	151	2971,1
14	48,7	60	193,8	106	770,3	152	3061,9
15	50,2	61	199,7	107	794,7	153	3155,2
16	51,8	62	205,7	108	817,9	154	3251,3
17	53,3	63	212,0	109	842,8	155	3350,3
18	55,0	64	218,5	110	868,5	156	3452,4
19	56,6	65	225,1	111	894,9	157	3557,5
20	58,4	66	232,0	112	922,2	158	3665,9
21	60,1	67	239,0	113	950,2	159	3777,5
22	62,0	68	246,3	114	979,2	160	3892,6
23	63,9	69	253,8	115	1009,0	161	4011,1
24	65,8	70	261,6	116	1039,7	162	4133,3
25	67,8	71	269,5	117	1071,4	163	4259,2
26	69,9	72	277,7	118	1104,0	164	4388,9
27	72,0	73	286,2	119	1137,7	165	4522,6
28	74,2	74	294,9	120	1172,3	166	4660,3
29	76,4	75	303,9	121	1208,0	167	4802,3
30	78,8	76	313,1	122	1244,8	168	4948,5
31	81,2	77	322,7	123	1282,7	169	5099,2
32	83,6	78	332,5	124	1321,8	170	5254,5
33	86,2	79	342,6	125	1362,0	171	5414,6
34	88,8	80	353,1	126	1403,5	172	5579,5
35	91,5	81	363,8	127	1446,3	173	5749,4
36	94,3	82	374,9	128	1490,3	174	5924,5
37	97,2	83	386,3	129	1535,7	175	6105,0
38	100,1	84	398,1	130	1582,5	176	6290,9
39	103,2	85	410,2	131	1630,7	177	6482,5
40	106,3	86	422,7	132	1680,4	178	6680,0
41	109,6	87	435,6	133	1731,5	179	6883,4
42	112,9	88	448,9	134	1784,3	180	7093,1
43	116,3	89	462,5	135	1838,6	181	7309,1
44	119,9	90	476,6	136	1894,6	182	7531,7
45	123,5	91	491,1	137	1952,3	183	7761,1
46	127,3	92	506,1	138	2011,8	184	7997,5

Таблица 18. Частоты тонов контроктавы и их двадцати гармоник

Номер гармоника, n	Интервальный коэффициент смежных гармоник $\frac{n}{n-1}$	Тона контроктавы											
		C_1	Cis_1	D_1	Dis_1	E_1	F_1	Fis_1	G_1	Gis_1	A_1	B_1	H_1
		1	—	32,70	34,65	36,71	38,84	41,20	43,65	46,25	49,0	51,91	55,0
2	2,0	65,41	69,30	73,42	77,48	82,41	87,31	92,50	98,0	103,83	110,0	116,54	123,47
3	1,50	98,11	103,94	110,12	116,52	123,61	130,96	138,75	147,0	155,74	165,0	174,81	185,21
4	1,333	130,81	138,59	146,83	155,56	164,81	174,61	185,0	196,0	207,65	220,0	233,08	246,94
5	1,250	163,52	173,24	183,54	194,20	206,02	218,27	231,25	245,0	259,57	275,0	291,35	308,68
6	1,20	196,22	207,88	220,25	233,04	247,22	261,92	277,49	293,99	311,48	330,0	349,62	370,41
7	1,167	228,92	242,53	256,96	271,88	288,42	305,57	323,74	342,99	363,39	385,0	407,89	432,15
8	1,143	261,63	277,12	293,66	311,73	329,63	349,23	369,99	392,0	415,30	440,0	466,20	493,88
9	1,125	294,33	311,82	330,37	349,56	370,83	392,88	416,24	440,99	467,22	495,0	524,43	555,62
10	1,111	327,03	346,47	367,08	388,40	412,03	436,53	462,49	489,99	519,13	550,0	582,70	617,35
11	1,10	359,73	381,12	403,79	427,24	453,23	480,18	508,74	538,99	571,04	605,0	640,97	679,09
12	1,091	392,44	415,76	440,50	466,08	494,44	523,84	554,99	587,99	622,96	660,0	699,24	740,82
13	1,083	425,14	450,41	477,20	504,92	535,64	567,49	601,24	636,99	674,87	715,0	757,51	802,56
14	1,077	457,84	485,06	513,91	543,76	576,84	611,14	647,49	685,99	726,78	770,0	815,78	864,29
15	1,071	490,55	519,71	550,62	582,60	618,05	654,80	693,74	734,99	778,70	825,0	874,05	926,03
16	1,067	523,25	554,37	587,33	622,25	659,26	693,46	739,99	783,99	830,01	880,0	932,33	987,77
17	1,063	555,95	589,0	624,04	660,28	700,45	742,10	786,23	832,98	882,52	935,0	990,59	1049,50
18	1,059	588,65	623,65	660,74	699,12	741,65	785,75	832,48	881,98	934,43	990,0	1048,86	1111,23
19	1,056	621,36	658,29	697,45	737,96	782,86	829,41	878,73	930,98	986,35	1045,0	1107,13	1172,97
20	1,053	654,06	692,94	734,16	776,80	824,03	873,06	924,98	979,98	1038,26	1100,0	1165,4	1234,70

Таблица 19. Номера контуров (N), на которые заводятся сигналы с клавишных преобразователей контроктавы для выделения n -х гармоник в многоформантной системе инструмента рис. 102 (один из возможных вариантов)

Тон	n	N	Тон	n	N	Тон	n	N
C_1	1—6	1—61	E_1	1—6	8—68	Gis_1	1—6	16—76
	8	69—71		8	77; 78		8	85; 86
	10	77; 78		10	85; 86		10	92; 93
	12	83; 84		12	91; 92		12	98; 99
	15	90; 91		15	98; 99		15	106; 107
	18	97; 98	18	104; 105	18	112; 113		
Cis_1	1—6	2—63	F_1	1—6	10—71	A_1	1—6	18—78
	8	71—73		8	79; 80		8	87; 88
	10	78—80		10	87; 88		10	94; 95
	12	85; 86		12	93; 94		12	100; 101
	15	92; 93		15	100; 101		15	108; 109
	18	98; 99	18	106; 107	18	114; 115		
D_1	1—6	4—65	Fis_1	1—6	12—73	B_1	1—6	20—80
	8	73—75		8	81; 82		8	89; 90
	10	81; 82		10	88—90		10	86; 87
	12	87; 88		12	95; 96		12	102; 103
	15	94; 95		15	102; 103		15	110; 111
	18	100; 101	18	108; 109	18	116; 117		
Dis_1	1—6	6—67	G_1	1—6	14—74	H_1	1—6	22—82
	8	75—77		8	83; 84		8	91; 92
	10	83; 84		10	90—92		10	98; 99
	12	89; 90		12	96—98		12	104; 105
	15	96; 97		15	104; 105		15	112; 113
	18	102; 103	18	110; 111	18	118; 119		

Аналогичные таблицы можно построить и для других октав инструмента.

Для снижения диссонантности интервалов можно подавлять и другие гармоники. При этом тембровые оттенки звука могут изменяться. Так, можно, например, сохранить после шестой следующие гармоники: 7, 9, 11, 13, 16, 19-ю. Систему подачи сигналов с клавишных преобразователей при этом целесообразно сделать управляемой, т. е. такой, которая позволяла бы изменять по желанию состав сохраняемых и подавляемых гармоник. Это позволит, естественно, несколько расширить тембровые возможности инструмента.

Что касается манипуляций с включением тех или иных ключей и тем самым подачи сигналов на те или иные формантные контуры, то такие операции можно выполнять, руководствуясь заранее выбранными вариантами включения формант. Можно, например, подобрать такие варианты включения контуров, которые бы позволили создать формантную систему с амплитудно-частотной характеристикой, аналогичной характеристикам роаяля, гитары, скрипки и т. д. Если при этом использовать сигналы с доста-

точно богатым спектром (пилообразные, прямоугольные с большой скважностью) и имитировать достаточным образом процессы нарастания и затухания сигналов (переходные процессы), то можно получить тембры звука, напоминающие названные инструменты. Аналогично можно формировать тембры и малоформантных инструментов.

§ 9. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ ФОРМАНТНЫХ СИСТЕМ

Практические технические решения при построении формантных систем ЭМИ ограничиваются, как уже отмечалось выше, случаем малоформантных систем, что связано в первую очередь с недостаточностью исследования способов построения формантных систем ЭМИ вообще и неисследованностью многоформантных — в частности. Даже при имитации тембров многоформантных инструментов сейчас используют, насколько это удастся, малоформантные системы.

Общая задача имитации или создания некоторых специфических тембров складывается из задач получения исходного электрического сигнала требуемой структуры, получения требуемых переходных процессов и необходимых флуктуаций звуковых сигналов. Технически эти задачи решаются путем получения сигналов требуемой формы и спектрального состава, формирования требуемых атаки и затухания звука и получения соответствующей формантной структуры путем применения формантных контуров, фильтров или других элементов с определенными их высотным положением и добротностями. Остановимся на некоторых конкретных технических решениях.

Струнные тембры. По своей природе тембры традиционных струнных инструментов многоформантны. Известные же попытки имитации их в ЭМИ основываются на малоформантных системах и поэтому дают лишь их первое приближение, достигаемое в значительной мере за счет затухающего характера звуковых сигналов, присущего традиционным струнным инструментам (кроме смычковых). Для имитации таких тембров кроме соответствующих формантной системы и переходных процессов необходимо иметь достаточно богатые гармониками электрические сигналы. В качестве таких сигналов могут быть использованы либо пилообразные, либо прямоугольные сигналы с большой скважностью (см. табл. 13). Так, подбирая определенную скважность сигнала прямоугольной формы, можно варьировать его спектральным составом аналогично тому, как можно варьировать спектральным составом колебаний струн, изменяя места их возбуждения (см., например, формулу 3.2). Основное отличие сигнала, образованного в результате колебательного процесса струны от электрического сигнала даже в случае обеспечения затухающего характера колебаний, заключается в том, что при колебаниях струны постоянные времени затухания отдельных обертонов различны. Это является

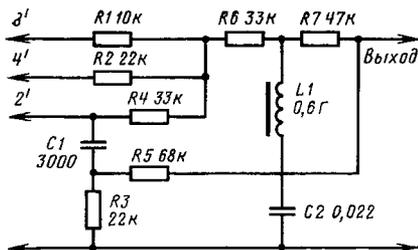


Рис. 103. Электрическая цепь ЭМИ «Гамма» для формирования струнного тембра

одной из причин негармоничности обертонов звуков струнных инструментов. Обертоны высших номеров затухают, как правило, быстрее обертонов более близких к основному тону. Эти причины вместе с флуктуационными явлениями, типичными для многоформантных систем в силу их высокой добротности, придают тембрам струнных инструментов своеобразный оттенок. Имитация таких тембров с помощью малоформантных систем носит весьма условный характер.

На рис. 103 приведена электрическая схема цепи формирования струнного тембра, использованная в многоголосном инструменте «Гамма» [34]. На вход схемы через резисторы $R1$; $R2$; $R4$ подаются сигналы прямоугольной формы со скважностью 2, имеющие высотности $8'$, $4'$ и $2'$.

Резонансный контур $L1C2$ служит для ослабления частот в области 1400—1500 Гц и снятия тем самым некоторой гнусавости звука.

Дифференцирующая цепочка $R3C1$ предназначена для обогащения звука высокочастотными составляющими.

Иногда для имитации струнных звуков используют только одну дифференцирующую цепочку, которая придает тембру звонкость. Естественно, такие схемы не дают удовлетворительного приближения тембра звука к тембру какого-либо конкретного традиционного инструмента и не вносят достаточной музыкальности в звуковой сигнал даже при формировании огибающей сигнала, имеющей затухающий характер, аналогичный характеру затухания звуков струнных инструментов.

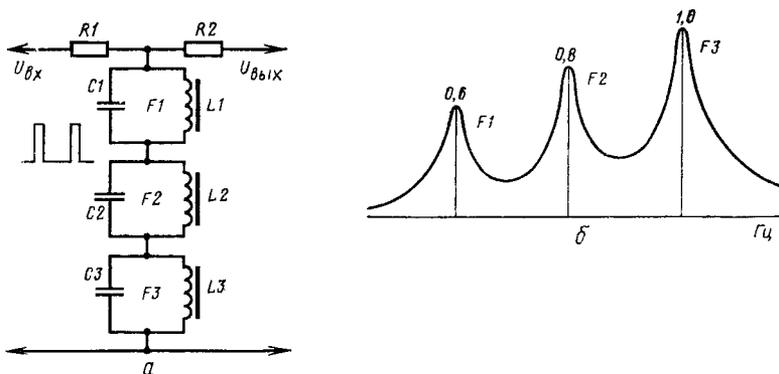


Рис. 104. Электрическая схема (а) и формантная характеристика (б) цепи для имитации звука гитары

Рассмотрим некоторые рекомендации по формированию тембров ЭМИ, сделанные А. А. Володиным по результатам исследования «Экводинов».

Электрическая схема формантной системы для имитации звука гитары приведена на рис. 104, а, а ее формантная характеристика на рис. 104, б. Относительные амплитуды при переходе от нижней форманты к верхней должны составлять ряд: 0,6; 0,8; 1,0. Добротность контуров должна находиться в пределах 5—8. Входной сигнал используется с достаточно большой протяженностью спектра, например, типа сигналов (см. рис. 72) при постоянной времени $\tau = (0,025 \dots 0,05)T$, что может быть достигнуто путем дифференцирования и дальнейшего преобразования прямоугольных импульсов с помощью схем, показанных на рис. 71. Амплитудная огибающая на выходе формантной системы должна при этом содержать участок атаки длительностью 10...15 мс и затухающий участок, имеющий постоянную времени огибающей $\tau = (0,3—0,7)с$.

Более сложная и, судя по описанию, более совершенная схема для имитации звучания струнных инструментов (пианино, клавикорда) применена в электронном пианино «Джоанна» (США) [35]. Инструмент имеет диапазон звучания 6 октав (от *C* до *c*⁵). На вход схемы *H* (рис. 105) заводятся сигналы с двух нижних октав клавишных преобразователей. На вход *C* — с двух средних и на вход *B* — с двух верхних октав. Сигналы через фильтры *F1*, *F3*, *F5* поступают на формантные фильтры *F7*, *F8*, *F9*, проходя через которые при воздействии последующих фильтров формируются тембры, напоминающие пианино. В зависимости от входа, на который подается исходный сигнал, амплитудно-частотные характеристики на выходе схемы в этом случае будут иметь вид (рис. 106, а). Добротности формант составляют 5—10. Формы сигналов на выходе для тона *до* каждой октавы приведены на рис. 107, а. Сигналы, подаваемые на входы *H*, *C*, *B*, имеют прямоугольную форму при скважности 4.

Фильтры *F2*, *F4*, *F6*, *F10*, *F14*, *F18* (см. рис. 105) служат для формирования тембра клавикорда. В этом случае амплитудно-частотные характеристики для различных входов примут вид, показанный на рис. 106, б, а формы сигналов на выходе для тона *до* первой октавы показаны на рис. 107, б.

Система темброобразования инструмента предусматривает получение некоторого дополнительного тембра, называемого в английской литературе хонки-тонк и являющегося результатом некоторой расстройки или, в данном инструменте, комбинации тембров пианино и клавикорда. Форма сигнала на выходе для тона *до* 1-й октавы приведена на рис. 107, в. Переключение тембров осуществляется путем размыкания регистровых переключателей *S1*—*S3*.

Полная электрическая схема системы темброобразования «Джоанны» приведена на рис. 108. Основная ее особенность заключается в том, что формантные контуры образованы безындукционными элементами с помощью активных *RC*-схем, собранных

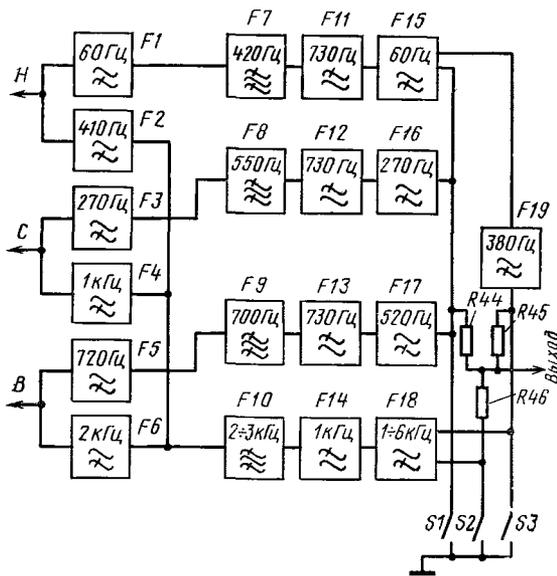


Рис. 105. Функциональная схема тембровой системы электронного пианино «Джозанна» (США)

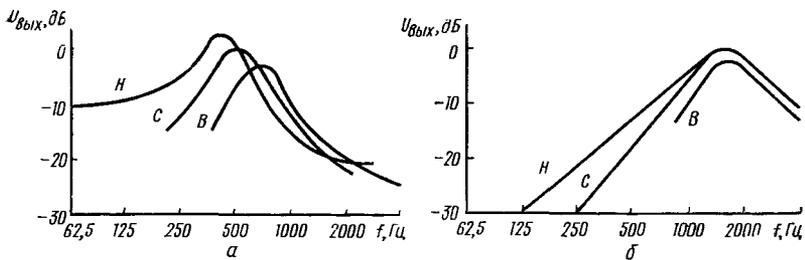


Рис. 106. Амплитудно-частотные характеристики электрической схемы формирования тембров электронного пианино «Джозанна»:

а — пианино; б — клавиатура

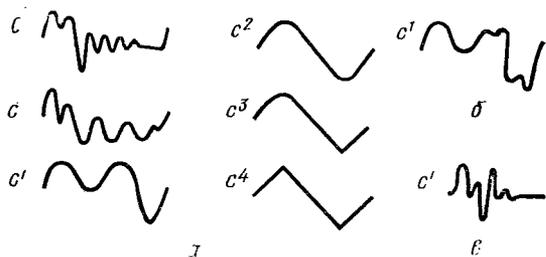


Рис. 107. Формы колебаний при формировании тембра: а — пианино; б — клавиатура; в — хонки-тонк

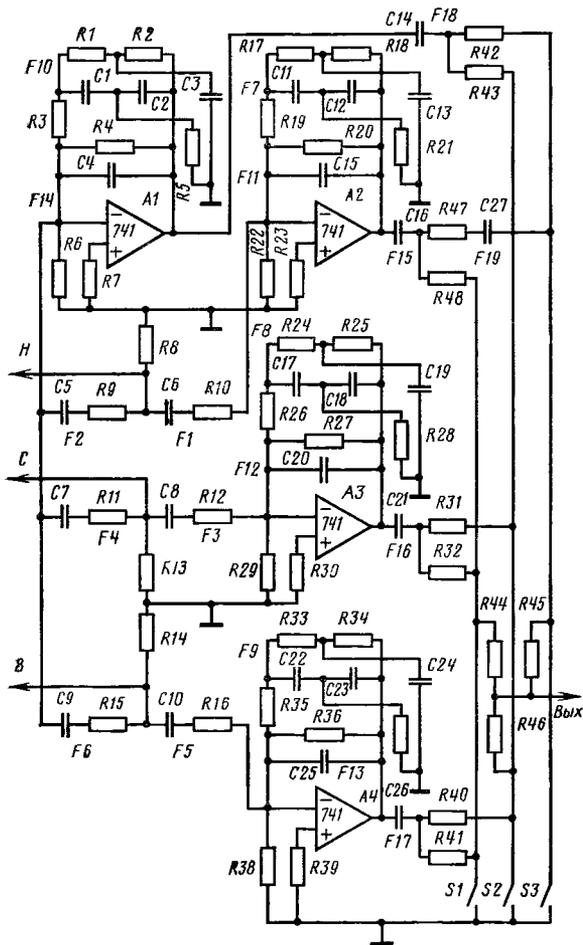


Рис. 108. Электрическая схема системы тембробразования электронного пианино «Джоанна»

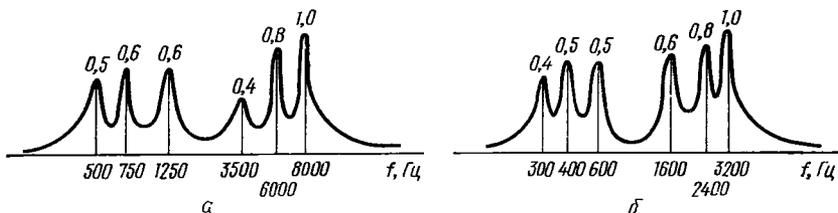


Рис. 109. Амплитудно-частотные характеристики схем формирования тембров смычковых инструментов «Эквудин В-11»:
а — скрипки; б — виолончели

на операционных усилителях А1—А4 в интегральном исполнении. В цепях обратной связи операционных усилителей включены двойные Т-образные мосты и параллельно им RC-элементы. Так, для формантного фильтра *F10*, собранного на операционном усилителе *F1* двойной Т-образный мост составлен из элементов *R1R2C1C2R5C3*.

Цепочка *R4C4* выполняет роль фильтра *F14* (см. рис. 105). Фильтр *F18* образован конденсатором *C14* и резисторами *R42R43*. В качестве фильтра *F6* используется цепочка *C9R15*.

Аналогично образованы другие фильтры и формантные контуры. Обозначение их на рис. 108 то же, что и на рис. 105. Добротность активных формантных контуров в такой схеме можно регулировать с помощью резисторов *R5*, *R21*, *R28*, *R37*, входящих в состав соответствующих двойных Т-образных мостов. На входы *H*, *C*, *B* сигналы подаются с предварительно сформированной огибающей сигнала, имеющей фазу нарастания (атаку), фазу ускоренного начального затухания, образующую ударный эффект (перкуссия), фазу нормального экспоненциального затухания и фазу демпфирования. На вопросах формирования такого сигнала остановимся подробнее в следующей главе.

Большую группу струнных инструментов представляют смычковые инструменты. Имитировать тембры таких многоформантных в своей основе инструментов удается несколько лучше, чем струнных инструментов щипковой и клавишной группы. На рис. 109 приведены амплитудно-частотные характеристики скрипки (*a*) и виолончели (*б*), полученные А. А. Володиным в инструменте «Эквонин В-11» [31], а также амплитудные значения формант в относительных единицах. Электрическая схема формантных контуров и их включение аналогичны схеме, показанной на рис. 104, *a*. Естественно, для получения такой формантной характеристики можно использовать и другие схемы. Во всех случаях добротности формантных контуров не должны превышать 10.

Параметры исходных сигналов для получения тембров скрипки и виолончели выбираются в соответствии с графиками (см. рис. 70), а дополнительные фильтры должны иметь характеристику, близкую к характеристике 2, приведенной на рис. 110. Для некоторого изменения тембра в небольших пределах с целью увеличения или уменьшения его яркости, характеристику фильтра можно изменять с помощью электрической схемы (рис. 111, *a*). Такие изменения можно выполнять по желанию музыканта как во время игры, так и заблаговременно. Меняя сопротивление переменного резистора *R4*, можно изменять относительное напряжение в зависимости от

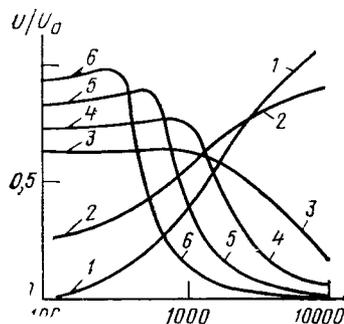


Рис. 110. Амплитудно-частотные характеристики перестраиваемых фильтров, применяемых в «Эквонине В-11»

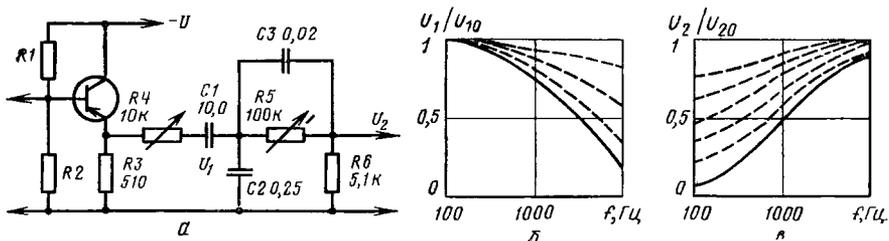


Рис. 111. Электрическая схема цепи с плавно регулируемыми характеристиками, использованная А. А. Володиным (а), и изменение ее амплитудно-частотной характеристики в зависимости от положения переменных резисторов:

б — при изменении сопротивления резистора R_4 ; в — при изменении сопротивления резистора R_5

частоты (рис. 111, б). С помощью резистора R_5 можно воздействовать на напряжение u_2 (рис. 111, в).

Полученные на «Экводине В-11» тембры звуков скрипки и виолончели давали удовлетворительное приближение к тембрам традиционных инструментов.

Осциллограммы электрических сигналов на входе усилительного устройства при формировании тембров скрипки, для тонов g и g^3 показаны на рис. 112.

Тембры духовых инструментов. Духовые инструменты в своей основе являются малоформантными. Поэтому имитация их тембров с помощью малоформантных систем ЭМИ удается, как правило, значительно лучше.

Количество формант, используемых для имитации духовых инструментов обычно составляет от одной до трех. На рис. 113 показаны некоторые схемы, применяемые для формирования тембров духовых инструментов. Значение параметров схем и имитируемые ими тембры приведены в табл. 20.

Таблица 20. Значения параметров схем темброобразования (см. рис. 113)

R_1	R_2	R_3	C_1	C_2	L	Имитируемый тембр	Схема на рис. 113
кОм	кОм	кОм	мкФ	мкФ	Г		
47	47	—	0,02	—	0,25	Корнет	а
6,8	47	—	0,04	—	0,25	Тромбон	а
47	47	—	0,08	—	0,80	Фагот	а
47	47	—	0,1	—	2,0	Туба	а
68	47	—	0,25	—	0,15	Рожок	а
0,33	91	—	0,02	—	2,0	Рожок	б
9,1	47	—	0,02	—	0,25	Труба	б
9,1	9,1	18	0,2	0,3	0,8	Валторна	в
47	47	—	0,01	—	0,2	Саксофон	г
47	—	—	0,025	1,0	0,5	Гобой	д
56	56	56	0,01	0,01	—	Флейта	е

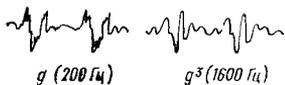


Рис. 112. Осциллограммы синтезированных звуков скрипки на «Экводине В-11»

Добротности контуров в этих схемах в зависимости от имитируемого тембра могут составлять от 2 до 12. Контурные с наименьшей добротностью используют при имитации трубы, рожка. Наибольшая добротность контуров необходима при имитации корнета, гобоя. В качестве исходных сигналов большей частью здесь используют

пилообразные импульсы или импульсы прямоугольной формы с большой скважностью. По данным В. И. Волошина и Л. И. Федорчука [34] тембр валторны удастся имитировать при подаче на схему (рис. 113, в) прямоугольных импульсов со скважностью $\theta=4$. При имитации тембра кларнета обычно не применяют специальных формантных контуров, а используют простые обрезные фильтры для подавления самых высоких частот. Переменный сигнал в этом случае имеет прямоугольную форму при скважности $\theta=2$.

Кроме приведенных на рис. 113 схем формантных систем духовых инструментов имеется большое многообразие и других технических решений. Остановимся на одном из наиболее удачных вариантов имитации духовых тембров, примененном А. А. Володиным в «Экводине В-11».

Для имитации тембра трубы в ЭМИ «Эквотин В-11» использовалась схема, показанная на рис. 114, а, которая кроме двух резонансных фильтров $F1$ и $F2$ содержит фильтр нижних частот $F3$. Резонансные частоты фильтров $F1$ и $F2$ составляют соответственно $f_{01}=1600$ Гц и $f_{02}=2000$ Гц. Вид амплитудно-частотной характеристики схемы показан на рис. 114, б. Для трубы с сурдиной резонансные частоты формант будут составлять $f_{01}=4000$ Гц и $f_{02}=6000$ Гц. Фильтр $F3$ в этом случае должен быть закорочен. При такой имитации используются сигналы с достаточно протяженной огибающей спектра, например, сигналы, показанные на рис. 72

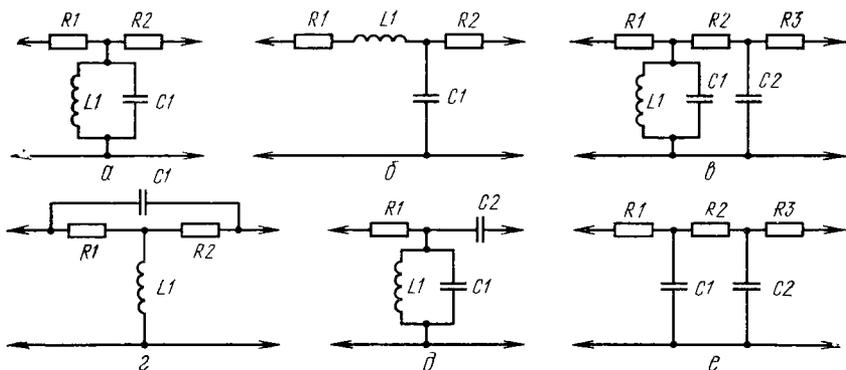


Рис. 113. Некоторые схемы формирования тембров духовых инструментов (параметры схем и имитируемые ими тембры приведены в таблице 20)

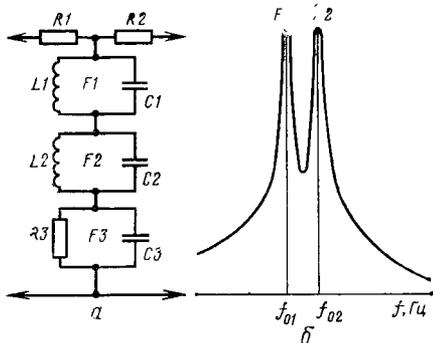


Рис. 114. Электрическая схема (а) и формантная характеристика (б) цепи для имитации тембра трубы в «Экводине В-11» и осциллограммы сформированных звуков для трубы без сурдины (в) и трубы с сурдиной (г)

для случая $\tau=0,05 T$. Сигналы сформированного тембра трубы без сурдины и с сурдиной показаны на рис. 114, в и г.

Приближение сформированного тембра к тембру классической трубы (без сурдины) улучшается с введением слабого частотного вибрато частотой 6 Гц. Время атаки и затухания должно составлять при этом 20—60 мс при имитации трубы без сурдины и в 1,5—2 раза меньше — при имитации трубы с сурдиной. Для увеличения резкости тембра последовательно со схемой (см. рис. 114, а) после резистора R2 можно включить фильтр высоких частот с амплитудно-частотной характеристикой 1 (см. рис. 110).

Тембр валторны в «Экводине» формируется без использования резонансных формантных контуров путем применения фильтра с характеристикой 5 для валторны без сурдины и с характеристикой 6 — для валторны с сурдиной. Большая крутизна среза фильтра дает ощущение густоты, мягкости и полноты тембра валторны. В этом отношении тембр валторны, формируемый с помощью обрезных фильтров с характеристиками 5 и 6 имеет заметные преимущества перед тембром того же типа, сформированным с помощью схемы, приведенной на рис. 113, в. Сигналы для формирования тембра валторны можно использовать те же, что и для формирования тембров трубы.

При этом качество звука улучшается при введении частотного вибрато частотой 4—6 Гц. Индекс модуляции здесь может быть больше, чем в случае имитации тембра трубы. Осциллограмма сформированного сигнала для имитации тембра валторны приведена на рис. 115, а.

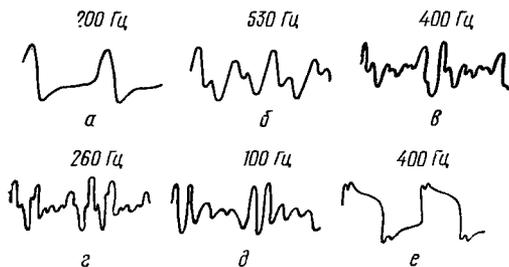


Рис. 115. Осциллограммы электрических сигналов для имитации тембров духовых инструментов:

а — валторны; б — флейты; в — гобоя; г — английского рожка; д — фагота; е — кларнета

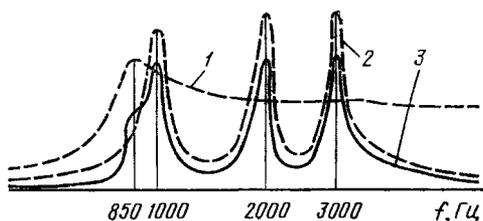


Рис. 116. Формантная характеристика цепи для имитации тембра английского рожка

жения двух исходных сигналов результирующий сигнал (см. рис. 77, в) подается на фильтр с характеристикой 2 (см. рис. 110).

Тембр обычной флейты может быть сформирован с помощью двухформантной системы с резонансными частотами 750 и 2000 Гц и отношением амплитуд этих формант как 0,6:1,0. Входные сигналы в этом случае должны быть аналогичны сигналам, используемым для формирования тембра трубы. Вибрато здесь не используется. Время атаки, как для флейты-пикколо, так и для обычной флейты составляет 40—60 мс, а время затухания — 60—100 мс. Осциллограмма сформированного звука флейты показана на рис. 115, б.

Тембр гобоя формируется с помощью двухформантной системы с амплитудами формант на частотах 1500 и 3000 Гц с отношением 1,0:1,0. При использовании дополнительного фильтра с характеристикой 2 (см. рис. 110) достигается удовлетворительное приближение к тембру гобоя. Исходный сигнал здесь применяется такой же, как и при имитации тембра флейты-пикколо, т. е. спектр сигнала имеет повышенное содержание октавных гармоник. Качество звука в этом случае может быть улучшено введением некоторой вибрации звука. Осциллограмма сформированного таким образом сигнала гобоя для тона g^1 (400 Гц) показана на рис. 115, в.

Тембр английского рожка формируется на основе формантной характеристики и определенной характеристики обрезающего фильтра (кривые 1, 2 и 3 на рис. 116). Вибрация сигнала в этом случае не требуется. Исходный сигнал здесь имеет вид, показанный на рис. 72 для случая $\tau=0,05 T$. Осциллограмма сформированного сигнала приведена на рис. 115, г.

Приближенная имитация тембра фагота получается при использовании формантной характеристики с резонансными частотами 430, 570 и 1000 Гц. При этом отношение двух нижних формант к верхней составляет 0,6:1,0. Последовательно с системой таких формантных контуров включается фильтр, имеющий характеристику 4 или 5 (см. рис. 110). Получаемый в этом случае тембр обладает яркостью и округленностью в диапазоне большой и малой октав при использовании в качестве исходных прямо-

Тембр флейты-пикколо формируется с помощью двух исходных сигналов прямоугольной формы со скважностью 4 и 2, частоты которых отличаются на октаву (см. рис. 77, а и б). Отношение амплитуды более высокочастотного сигнала к сигналу основной частоты при этом должно составлять 0,4:1,0. После сло-

угольных сигналов со скважностью от 9 до 12. Осциллограмма сформированного сигнала фагота показана на рис. 115, д. На высоких частотах тембр полученного таким образом звука приобретает окраску валторны. Для фагота характерны довольно жесткие атаки и затухание звука, составляющие 15—25 мс.

При использовании формантных контуров с частотами 300, 400, 600 и 1500 Гц удается имитация тембра контрфагота. Относительные амплитуды формант в этом случае должны составлять соответственно 1,0; 0,5; 0,5; 0,5. Остальные условия остаются теми же, что и при формировании тембра фагота.

Тембр, близкий к тембру контрфагота, может быть получен также и с формантной системой обычного фагота, если последовательно в электрический тракт включить фильтр с характеристикой *b* (см. рис. 110).

Имитация тембра саксофона в первом приближении может быть выполнена на основе формантной системы с резонансными частотами 500; 750; 1000; 1500 и 2000 Гц. Отношение амплитуд этих формант должно составлять соответственно 0,8; 0,9; 1,0; 0,8; 0,6. При этом последовательно с формантной системой нужно включить фильтр с характеристикой 3 и 4 для ослабления высоких частот. Частотное вибрато является здесь необходимым.

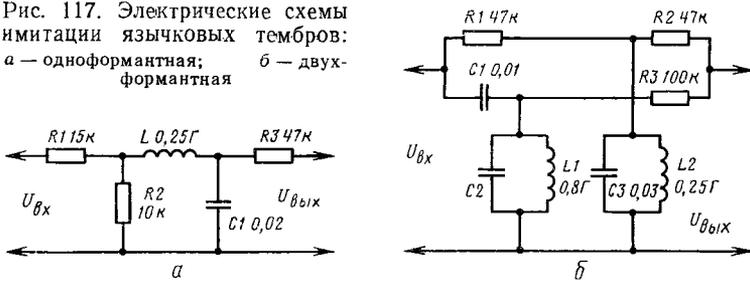
Кларнетные тембры характеризуются, как уже отмечалось, почти полным отсутствием четных гармоник, что достигается при использовании сигнала прямоугольной формы со скважностью 2. Фильтры и формантные контуры играют здесь меньшую роль, чем при формировании других тембров. Однако тембр кларнета становится более приятным при использовании описанной выше формантной системы саксофона. Иногда полезны бывают дополнительные фильтры с характеристиками 2 и 4. На рис. 115, e приведена осциллограмма полученного сигнала кларнета.

На основе рассмотренных формантных систем, использованных в «Экводине В-11», можно получить и ряд других тембров. Так, формантная система имитации тембра гобоя позволяет получить тембры, близкие тембрам зурны и жалейки, если использовать дополнительные фильтры с характеристиками 1 (см. рис. 110) и исходные сигналы с довольно протяженным спектром.

Для имитации тембра дудука может быть использована формантная система формирования тембра английского рожка, если в качестве исходного сигнала принять сигнал, показанный на рис. 77, г.

Другие тембры ЭМИ. В основе имитации других тембров лежат, как правило, те же формантно-фильтровые принципы построения амплитудно-частотных характеристик с различными комбинациями положения формант, их количества, формы, а также с различным характером общих подъемов, спадов или провалов. Среди других традиционных инструментов наиболее часто имитируют язычковые инструменты и, пожалуй, язычковые трубы органов. Электрическая схема (рис. 117, а) представляет собой одноформантную систему, обеспечивающую некоторое

Рис. 117. Электрические схемы имитации язычковых тембров: а — одноформантная; б — двухформантная



приближение тембра звука к тембру язычкового инструмента, если на вход схемы подается сигнал прямоугольной формы со скажностью 8—12. Резонансная частота контура составляет 2250 Гц.

Более интересный в музыкальном отношении тембр язычкового характера можно получить с помощью двухрезонансной электрической схемы (рис. 117, б), имеющей резонансные частоты примерно 600 и 1800 Гц. Общий спад самых низких частот достигается с помощью конденсатора $C1$. Для повышения глубины и яркости тембровой окраски обе схемы могут включаться совместно.

На рис. 118 приведены электрические схемы, используемые для имитации человеческого голоса [21]. Исходными электрическими сигналами в данном случае являются сигналы пилообразной формы. Схема (а) служит для получения тембра, соответствующего низкому певческому мужскому голосу в диапазоне от *ре* большой октавы до *ми* первой октавы (бас). Более высокий певческий мужской голос (тенор) в диапазоне высот от *до* малой октавы до *до* второй октавы позволяет в первом приближении имитировать схема (б). Для имитации низких женских голосов в диапазоне высот от *ля* малой октавы до *ми* второй октавы (альт) может быть использована схема (в). Самые высокие женские голоса (сопрано) позволяет имитировать схема (г), что соответствует диапазону высот, примерно, от *си* малой октавы до *соль* третьей октавы.

Такие тембры можно использовать при исполнении эстрадной музыки в отдельных музыкальных фрагментах. Естественно, ими-

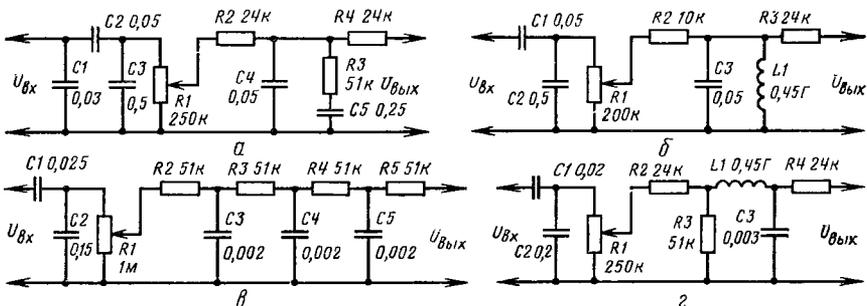


Рис. 118. Электрические схемы имитации человеческого голоса: а — баса; б — тенора; в — альтя; г — сопрано

тация голоса предполагается здесь несколько условной и не следует ожидать полного совпадения с голосом человека. Некоторая подстройка тембра (и одновременно громкости) может быть выполнена с помощью переменных резисторов $R1$.

Мы рассмотрели некоторые принципы и схемы получения различных тембровых оттенков в ЭМИ путем формантного преобразования исходных сигналов с заданным спектральным составом. Однако, как мы ранее уже отмечали, для получения полноценных тембров в ЭМИ кроме требуемой формантной структуры темброобразующих цепей необходимо обеспечить требуемые флуктуационные характеристики и переходные процессы. На последних остановимся подробнее в следующих главах.

Глава V

СТАТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПРИКЛАДЫВАЕМОГО К КЛАВИШЕ УСИЛИЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ СИГНАЛ

§ 1. КЛАВИШНЫЕ МЕХАНИЗМЫ С КОНТАКТНЫМИ СИСТЕМАМИ

Одним из наиболее ответственных узлов ЭМИ является клавишный преобразователь прикладываемого усилия в электрический сигнал звуковой частоты. Он включает в себя клавишный механизм, содержащий клавишу и контактную или бесконтактную систему коммутации, а также электрическую цепь, позволяющую преобразовать коммутируемый сигнал в сигнал звуковой частоты.

Клавишный механизм, являющийся основным устройством, посредством которого происходит связь музыканта с инструментом, должен отвечать предъявляемым к нему требованиям. Во-первых, поверхность клавиши должна иметь строго определенные размеры и быть удобной при игре, не иметь острых углов, неровных поверхностей, шероховатостей. Наибольшее усилие погружения свободного (игрового) конца клавиши должно составлять 0,8—0,9 Н, при этом разброс усилий соседних клавиш не должен превышать 0,05 Н. Клавиша не должна создавать заметных шумов, ощутимых люфтов и неровностей хода. Контактные (а равно и бесконтактные) системы клавишных механизмов должны обеспечивать надежность срабатывания и безотказность в работе.

В контактных преобразователях сигнал с контактной системы появляется скачком при определенной глубине погружения клавиши, на которой происходит замыкание контактов. В бесконтактных преобразователях амплитуда звукового сигнала может зависеть от глубины погружения клавиши. Контактные клавишные механизмы по существу являются устройствами, служащими для включения электрического сигнала на определенной глубине погружения клавиши (обычно 4—5 мм). В зависимости от конструкции клавишного преобразователя коммутация может осущест-

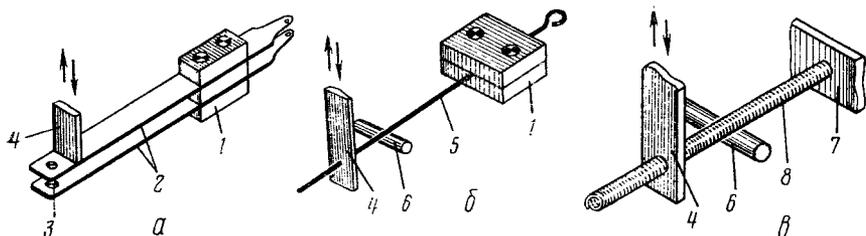


Рис. 119. Основные виды контактов, применяемых в клавишных механизмах ЭМИ:

a — пластинчатые; *б* — игольчатые; *в* — витые цилиндрические: 1 — обойма; 2 — контакты пластинчатые; 3 — выступ; 4 — пластина упорная; 5 — игла; 6 — шина; 7 — плата фольгированная; 8 — пружина

вляться как по постоянному току, так и по переменному току звуковой частоты. Клавишные механизмы для коммутации сигналов звуковой частоты имеют, как правило, большое количество контактов, поскольку с их помощью осуществляется также регистровый синтез звуков (см. рис. 79). В преобразователях с клавишными механизмами, коммутирующими сигналы постоянного тока, число контактов не превышает обычно двух.

Основные виды контактов, применяемых в клавишных механизмах ЭМИ, приведены на рис. 119. Пластинчатые контакты 2 (рис. 119, *a*) представляют собой две пластины, закрепленные в общей обойме 1, составленной из изолирующего материала, например гетинакса. При перемещении клавиши перемещается упорная пластина 4 и изгибает верхнюю контактную пружину. В результате верхняя пружина упирается в выступ 3 нижней пружины, что приводит к замыканию контактов 2. Такие контакты применяются, например, в электрооргане «Юность».

Игольчатые контакты (рис. 119, *б*) вместо пластин имеют стальную, покрытую одним из хорошо контактирующих металлов иглу 5 диаметром 0,3—0,4 мм и более массивную общую шину 6 или дополнительный массивный контакт. Перемещаясь, пластина 4 замыкает или размыкает иглу 5 со сборной шиной 6. Такие контакты применены, например, в электрооргане «Прелюдия-2» Рижской фабрики музыкальных инструментов.

Контакты в виде витых цилиндрических пружин (рис. 119, *в*), намотанных плотно виток к витку, в последние годы получили наибольшее распространение благодаря простоте конструкции, надежности контакта, малому усилию изгиба и большому сроку службы. Наружный диаметр пружины 8 составляет 1,0—1,5 мм. Она изготавливается из стальной палладированной или покрытой другим хорошо контактирующим металлом проволоки диаметром 0,25—0,3 мм. Такая пружина припаивается к фольгированной плате 7. Под действием перемещающейся клавиши пластина 4 прижимает пружину 8 к более массивной шине 6, диаметр которой равен 2,5—3 мм. Вместо общей шины могут быть использованы другие массивные хорошо контактирующие элементы. Такие кон-

тактные системы используют многие фирмы на Западе. К числу таких фирм относятся, например, фирмы «Фарфиза», «Эко», «Элка» (Италия) и др. Аналогичные контакты применены в отечественном инструменте «Ритм».

Качество контактной системы в значительной мере определяет качество инструмента в целом. Хорошая контактная система должна иметь очень малое и постоянное во времени контактное сопротивление, очень большое сопротивление и малую переходную емкость при разомкнутых контактах, отсутствие или весьма незначительные искажения (дребезги) в моменты замыкания и размыкания контактов, высокую износостойкость и надежность в работе.

Контактное сопротивление определяется в первую очередь материалом, размерами и давлением друг на друга контактирующих поверхностей. Ориентировочные значения переходного сопротивления для случая коммутации слабых токов в зависимости от усилий, прижимающих контактирующие поверхности, по данным М. И. Витенберга [36], приведены на рис. 120. При очень малых напряжениях и малых контактных давлениях часто наблюдается увеличение переходного сопротивления контактов в связи с изолирующим воздействием окисных или сульфидных пленок, образующихся на поверхностях контактов. Это особенно типично для контактов из недорогих металлов (латунь, бронза и т. п.).

Кривые зависимости переходного сопротивления палладиевых контактов при очень малых сжимающих их усилиях приведены на рис. 121. При усилиях, меньших 0,01 Н, переходное сопротивление резко увеличивается, что объясняется недостаточностью усилия для полного разрушения тонкой абсорбционной непроводящей пленки, образующейся на поверхности контактов. Следовательно, для надежной работы контактов сжимающее их усилие должно быть не менее 0,01—0,02 Н.

Обычно переходные сопротивления контактов после их размыкания составляют от 10 до 100 МОм в зависимости от используемых изоляционных материалов и конструктивного исполнения контактных групп. Переходные емкости контактных групп клавишных механизмов также определяются их конструкцией и составляют от 1 до 30 пФ.

Коммутируемые токи составляют от долей миллиампера до нескольких миллиампер. В выпускаемых промышленностью клавишных ЭМИ контактные группы в зависимости от их конструкции и тщательности изготовления выдерживают от $3 \cdot 10^7$ до $3 \cdot 10^8$ срабатываний. Основной причиной отказов контактных групп является износ или разрушение контактов под действием механических и электрических нагрузок, а также отказы вследствие образования на поверхностях контактов окисных пленок под воздействием окружающей среды. Так, на серебряных контактах могут образовываться пленки сульфида серебра, имеющего большое электрическое сопротивление. Поэтому серебряные контакты не рекомендуется применять при малых контактных усилиях (менее 0,05 Н),

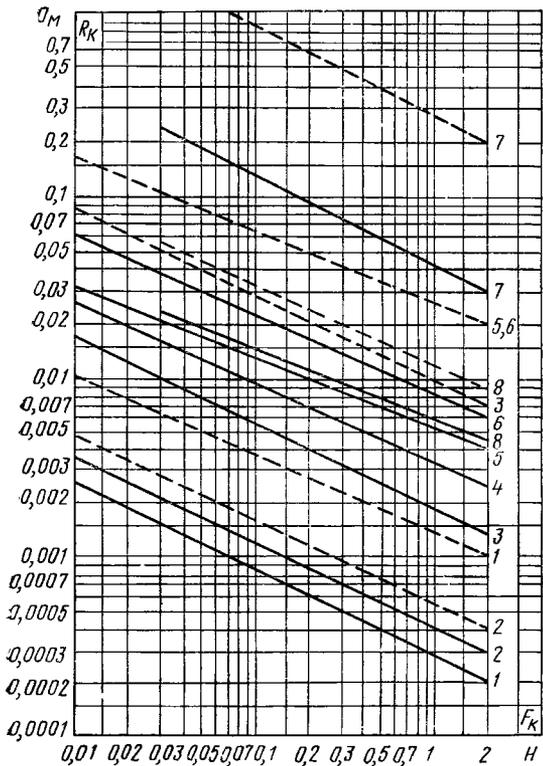


Рис. 120. Зависимости переходного сопротивления контактов от величины контактного усилия для различных материалов контактирующих поверхностей:
 1 — серебро; 2 — золото; 3 — палладий; 4 — золото-никель 5%-ный; 5 — платина; 6 — платина-иридий 10%-ный; 7 — вольфрам; 8 — рений

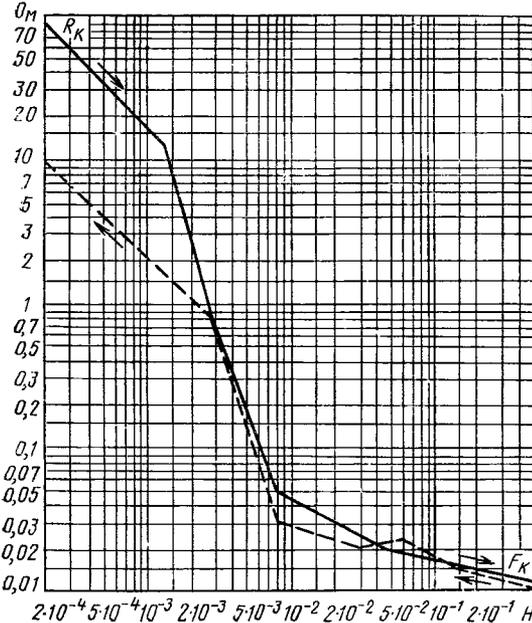


Рис. 121. Кривые переходного сопротивления палладиевых контактов при весьма малых усилиях их взаимодействия

не способных продавить сульфидную пленку, и напряжениях менее 7—10 В.

Платиновые контактные поверхности устойчивы против коррозии, и контакты с такими поверхностями можно применять при контактных усилиях от 0,01 до 0,05 Н. Обычно для контактных поверхностей применяют покрытия из сплавов платины с иридием или родием, что повышает срок службы контактов по сравнению с контактами, имеющими чисто платиновые покрытия.

Контактные поверхности из палладия или его сплавов с серебром или иридием по электрическим параметрам приближаются к платиновым.

Очень хорошим контактным материалом для контактных групп, используемых при малых контактных усилиях (менее 0,05 Н) и слабых токах (не превышающих нескольких миллиампер), является родий и его сплавы. Большая твердость родия обеспечивает малый износ контактов.

Золотые контактные поверхности имеют малое контактное сопротивление и хорошо работают при малом контактном давлении, малых токах и низких напряжениях. Для покрытия контактных поверхностей часто используют сплавы золота с серебром, платиной или никелем, которые несколько повышают износостойкость контактных поверхностей.

Контактные поверхности, образуемые покрытиями из вольфрама, молибдена, платиноиридиевых сплавов и других тугоплавких металлов применяют в основном при повышенных коммутлируемых токах и напряжениях. Вольфрамовые контакты требуют больших контактных усилий (более 0,4—0,6 Н), особенно при низких напряжениях.

Переходные сопротивления контактирующих поверхностей можно уменьшить путем увеличения контактных давлений. Поэтому допустимое значение тока, протекающего через контакт, в этом случае также увеличится. Его можно найти из соотношения [36]

$$I_{\text{доп}} = (0,5 - 0,8) \Delta u_1 / R_K, \quad (5.1)$$

где Δu_1 — падение напряжения на сопротивлении контакта; R_K — переходное сопротивление контакта.

Если падение напряжения увеличится до некоторого предельного значения Δu_2 , то контакты могут привариться друг к другу (залипнуть). Значения величин Δu_1 и Δu_2 для некоторых контактных материалов приведены в табл. 21.

Анализ работы клавишных контактных систем показал, что процесс замыкания контактов происходит не мгновенно, а после нескольких

Т а б л и ц а 21. *Предельные значения падений напряжения на переходных сопротивлениях контактов*

Материал	Δu_1 , В	Δu_2 , В
Серебро	0,08—0,10	0,35
Золото	0,08—0,14	0,45
Медь	0,09—0,13	0,45
Платина	0,22—0,40	0,7
Вольфрам	0,12—0,25	0,8

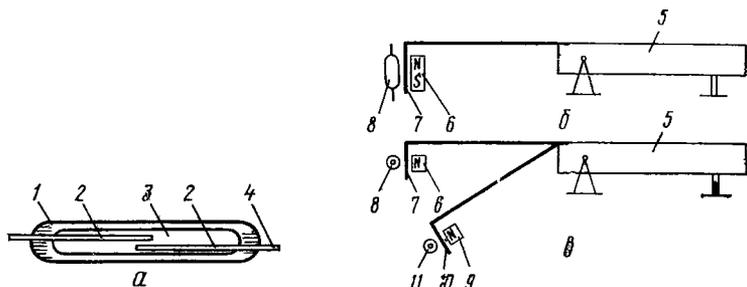


Рис. 122. Устройство герконов КЭМ-1А и КЭМ-2А (а) и клавишные механизмы с вертикальным (б) и горизонтальным (в) расположением герконов:

1 — колба стеклянная, заполненная азотом; 2 — электроды ферромагнитные; 3 — зазор между электродами; 4 — выводы внешние; 5 — клавиши; 6 и 9 — магниты; 7 и 10 — экраны; 8 и 11 — герконы

кратковременных включений и выключений (дребезгов). Несмотря на непродолжительность времени дребезжания (от десятков микросекунд до нескольких миллисекунд), этот процесс может оказывать в некоторых случаях заметные на слух трескоподобные призвуки, особенно в случае коммутации сигналов переменного тока. Такие трески, а также щелчки, вызванные замыканием и размыканием контактов, несмотря на принимаемые меры, полностью устранить не удастся без применения ревербераторов, поскольку они являются следствием мгновенной коммутации цепи переменного тока. Такие недостатки присущи, например, электроорганам ЕТ6-1 и ЕТ6-2 (ГДР).

В последнее время в некоторых разработках ЭМИ применяют герметизированные магнитоуправляемые контакты (герконы), имеющие лучшие по сравнению с обычными контактами коммутационные параметры. Применение их в ЭМИ повышает долговечность подклавишной контактной системы, снижает дребезжание и уменьшает трения клавишного механизма. Герконы использованы в отечественном электрооргане «Лель».

Отечественная промышленность выпускает большое количество герконов различного назначения и различного конструктивного исполнения (рис. 122, а). Они представляют собой миниатюрную стеклянную колбу 1 с впаянными в нее ферромагнитными (пермаллоевыми) электродами 2, между концами которых имеется зазор 3. Внутри колбы имеется инертный газ, обычно азот. Внешние выводы 4 служат для припайки в электрическую цепь. При воздействии внешнего магнитного поля на электроды действует сила притяжения, которая приводит к замыканию контактов.

Примеры построения клавишных механизмов с герконами схематично приведены на рис. 122, б — при вертикальном расположении герконов и на рис. 122, в — при горизонтальном расположении герконов. При нажатии на клавишу 5 экран 7 перемещается вверх, в результате чего часть магнитного потока от магнита 6 проходит через электроды геркона 3, что приводит к их замыканию.

Краткая техническая характеристика герконов

Показатели	КЭМ-1А	КЭМ-2А
Размеры, мм:		
длина колбы	50	25
длина с выводами	80	76
диаметр колбы	5,4	3,2—3,5
Намагничивающая сила, А:		
срабатывания, не более	55—85	23—32
отпускания, не менее	25	10
Время срабатывания, включая дребезг контактов, мс, не более		
	3	1
Время отпускания, мс, не более		
	0,8	0,3
Переходное контактное сопротивление постоянному току, Ом, не более		
	0,08	0,1
Сопротивление изоляции в нормальных условиях, Ом, не менее		
	10 ⁹	10 ⁹
Коммутируемое напряжение, В:		
постоянное	0,05—220	0,05—180
переменное	150	130
Коммутируемый ток (при активной нагрузке), А		
	5 · 10 ⁻⁶ —0,5	5 · 10 ⁻⁶ —0,25
Износостойкость (число включений):		
при минимальном токе	10 ⁸	10 ⁹
» максимальном токе	10 ⁷	10 ⁸
» максимальном напряжении	10 ⁶	—
Емкость между контактами, пФ, не более		
	—	0,4
Масса, г		
	3	0,4

При вертикальном размещении герконов магниты и герконы удобно располагаются в одном ряду, а клавишные механизмы при этом могут быть идентичны для всех клавиш. Однако в этом случае требуется большой ход экрана, и соответственно, большей длины рычаг, что не всегда удобно. Чтобы иметь возможность использовать короткие рычаги с ферромагнитными экранами, можно герконы и магниты расположить в горизонтальной плоскости (рис. 122, в). Вследствие невозможности размещения герконов при таком расположении в один ряд, необходимо изготовлять рычаги с двумя углами наклона. Тогда магнит 9, экраны 10 и геркон 11 займут положение, показанное на рисунке. При необходимости расположить герконы более свободно количество рядов можно увеличить. Все случаи расположения герконов предполагают надежное экранирование потока при ненажатой клавише и достаточное для срабатывания геркона проникание потока в его электроды при нажатой клавише. Конфигурации экранов и длины рычагов в этом случае будут определяться параметрами герконов и постоянных магнитов.

При разработке клавишных механизмов с герконами можно использовать и другие конструктивные решения. Так, постоянные магниты могут быть заменены электромагнитами. Герконы могут быть использованы не только с замыкающими контактами, но и с размыкающими или перекидными. Герконы и магниты могут быть размещены непосредственно под клавишами. При необходимости одной клавишей можно управлять одновременно несколькими гер-

конами. В некоторых случаях можно использовать в качестве подвижных элементов не экраны, а непосредственно постоянные магниты.

§ 2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ КОНТАКТНЫХ КЛАВИШНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Основным назначением таких цепей является подача в момент нажатия на клавишу сигнала с генераторов тона на формантно-фильтровые системы ЭМИ (см. рис. 64). При этом одновременно происходят, как правило, формирование огибающей переходного процесса (атаки и затухания) и модуляция этим сигналом переменного сигнала генератора звуковой частоты. Если для формирования огибающей и модуляции сигнала в клавишном преобразователе применяют специальные электрические устройства, такие устройства называют обычно манипуляторами.

Некоторые формы огибающих переходного процесса при формировании звуков с помощью статических клавишных преобразователей приведены на рис. 123, а. Огибающую 1 применяют для формирования органных тембров и тембров некоторых духовых инструментов. Время атаки t_a в этом случае может составлять от нескольких до сотен миллисекунд, а время затухания t_3 , принимаемое приблизительно равным $3\tau_3$ (τ_3 — постоянная времени затухания), может находиться в пределах от 10 мс до 2 с.

При имитации тембров медных духовых инструментов формируют огибающие видов 1 и 2 в зависимости от желаемого акцентирования начальной фазы. Атака звука в этом случае может длиться от 10 до 100 мс, а время затухания может составлять от 50 до 500 мс. Примерно те же временные параметры имеет огибающая переходного процесса при формировании тембров смычковых инструментов. Однако форма ее, как правило, соответствует огибающей 1.

Огибающую 5 используют в основном при формировании тембров ударных инструментов (ксилофона, маримбы, колокольчиков и др.). Атака и затухание звука здесь относительно малы и длятся от долей до нескольких миллисекунд. Всплеск, образуемый

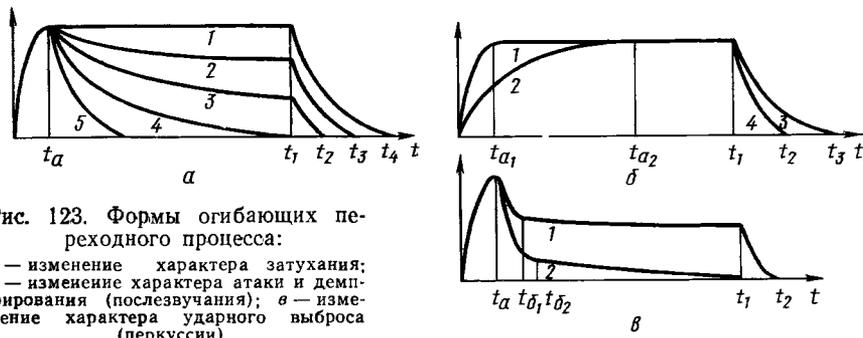


Рис. 123. Формы огибающих переходного процесса:

а — изменение характера затухания; б — изменение характера атаки и демпфирования (послезвучания); в — изменение характера ударного выброса (перкуссии)

быстрым начальным затуханием после атаки звука, создает ударный эффект (перкуссии) и часто применяется безотносительно к типу формируемого тембра.

Используют и другие формы огибающих переходного процесса, например, затухающего характера, близкого к экспоненциальному, необходимые для имитации струнных тембров (см. огибающие 3 и 4).

Каждый клавишный механизм в многоголосных ЭМИ, как правило, снабжается устройством для формирования огибающей, а в одnogолосных (мелодических) ЭМИ один манипулятор может использоваться на весь инструмент.

Важной функцией клавишных преобразователей является надежное отделение сигналов, поступающих на преобразователь с генераторов частоты, от последующих выходных цепей, связанных с формантно-фильтровыми системами при незамкнутых контактных группах клавишного механизма, т. е. до нажатия на клавишу. Если на контактные группы клавишных механизмов подаются сигналы переменного тока с генераторов тона, то, как правило, обеспечивается надежное разделение входных и выходных цепей при ненажатых клавишах и большая амплитуда выходного сигнала при нажатых клавишах. Для уменьшения возможности наводок сигналов с входных цепей на выходные цепи клавишного механизма в ненажатом состоянии клавиши все входные контактные цепи по переменному току при этом заземляются (см. рис. 79). После нажатия на клавишу переменные сигналы, поступающие на контактные группы, отключаются от общей заземляющей шины и подключаются к выходным цепям, связанным со входами формантных цепей. Для формирования атаки звука здесь иногда применяются, например, транзисторные ключи, отпираемые достаточно медленно. Звук же в этом случае затухает практически мгновенно.

Преобразователи такого типа используют в инструментах ЕТ6-1, ЕТ6-2 (ГДР), «Прелюдия-2» (СССР) и др. Основным достоинством этих преобразователей является высокая степень разделения входных и выходных цепей, возможность коммутации без искажения сигналов практически любой формы, отсутствие манипуляторов.

К числу их недостатков следует отнести возможность появления щелчков при нажатии и отпущении клавиши, большое

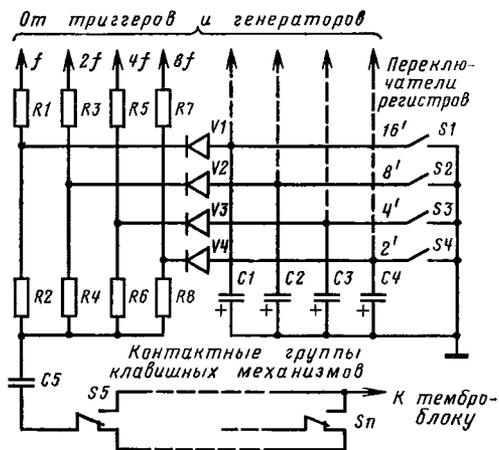


Рис. 124. Схема регистрового синтеза и клавишной коммутации сигналов ЭМИ «Романтика»

число применяемых контактов, сложность обеспечения требуемой огибающей переходного процесса, невозможность получения мягкого затухания и эффекта послезвучания при отпущенной клавише. Уменьшить щелчки иногда удается путем использования специальных схемных решений. В органах ЕТ6-1 и ЕТ6-2 для этой цели использованы дополнительные конденсаторы C (см. рис. 79).

Для уменьшения числа контактов регистровый синтез сигналов иногда осуществляют с помощью бесконтактных схем перед поступлением их на клавишный преобразователь. В этом случае может оказаться достаточной одна пара контактов. Схема регистрового синтеза и клавишной коммутации ЭМИ «Романтика» приведена на рис. 124. Здесь на резисторы $R1, R3, R5, R7$ подаются сигналы звуковой частоты прямоугольной формы с генераторов тона или делителей частоты (триггеров) инструмента. Если в этом случае контакты переключателей регистров разомкнуты, как показано на рис. 124, то эти сигналы свободно проходят через резисторы $R2, R4, R6, R8$ и после смещения через конденсатор $C5$ поступают на контакты клавишного механизма $S5$. При нажатии на клавишу контакт $S5$ разрывает цепь, закорачивающую переменные сигналы на землю, и направляет их в цепь, связанную с темброблоком.

При замыкании контактов какого-либо из регистровых переключателей соответствующие сигналы через диоды $V1, V2, V3, V4$ шунтируются на землю и не поступают на контактную систему клавишного механизма, что влечет за собой изменение тембра.

В связи с резким нарастанием и спадом переменного сигнала при нажатии и отпускании клавиши такие преобразователи даже с минимальным числом контактов в новых разработках обычно не применяют.

Преобразователи, в значительной мере свободные от этих недостатков, удается создать, применяя манипуляторы, управляемые сигналами постоянного тока, подаваемыми с контактных групп клавишных механизмов. Они позволяют получить различные формы огибающей переходного процесса, эффекты затухания и послезвучания. При этом используется, как правило, один контакт на клавишу.

Основными недостатками преобразователей с такими манипуляторами являются сложность управления сигналами прямоугольной формы без внесения нелинейных искажений и сложность устранения остаточного (при отпущенной клавише) сигнала звуковой частоты, связанного с трудностью надежной развязки входных и выходных цепей манипуляторов при ненажатой клавише. Такие трудности вызваны в основном наличием переходных емкостей между входными и выходными цепями манипуляторов, обусловленных межэлектродными емкостями полупроводниковых элементов и емкостью между проводами и другими элементами монтажных схем.

Уровень остаточных шумов манипуляторов определяют по отношению действующего значения напряжения на выходе манипу-

лятора до и после нажатия клавиши. Остаточные шумы манипуляторов для инструмента в целом определяются отношением действующего значения напряжения на выходе всех манипуляторов при ненажатых клавишах u_k к напряжению на выходе одного манипулятора при нажатой клавише u_0 . Результирующее эффективное значение напряжения u_k может быть представлено соотношением

$$u_k = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + \dots + u_n^2} \quad (5.2)$$

где $u_1, u_2, u_3, \dots, u_n$ — действующие значения напряжения на выходе манипуляторов 1, 2, 3, n -го при ненажатых клавишах.

Учитывая, что в одном инструменте манипуляторы для каждой клавиши идентичны, а количество манипуляторов обычно равно числу клавиш, то, пренебрегая разбросом коммутационных параметров манипуляторов, можно считать $u_1 = u_2 = u_3 = \dots = u_n$. Тогда выражение (5.2) примет вид

$$u_k = u_1 \sqrt{n}, \quad (5.3)$$

где n — количество манипуляторов в инструменте.

Выражая относительный уровень остаточных шумов, вносимых манипуляторами, в децибелах, получим

$$L = 20 \lg \frac{u_k}{u_0} = 20 \lg \frac{u_1}{u_0} + 10 \lg n. \quad (5.4)$$

При разработке ЭМИ относительный уровень допустимых остаточных шумов L обычно задается. В этом случае требуемый относительный уровень шумов одного манипулятора можно выразить

$$L_M \leq L - 10 \lg n. \quad (5.5)$$

Допустимый относительный уровень шумов для электроорганов составляет не более — 55 ... 60 дБ. Основная и сложно устранимая доля этих шумов образуется за счет шумов манипуляторов. Чтобы общий уровень шумов не превысил требуемого, относительный уровень шумов, создаваемых манипуляторами, не должен превышать — 60 ... 65 дБ. Тогда для электрооргана, содержащего 60 манипуляторов (диапазон звучания 5 октав) получим $L_M \leq -80$ дБ.

Таким образом, с увеличением диапазона звучания инструмента требования к коммутационным качествам манипуляторов повышаются.

Схема манипулятора с клавишным управлением по постоянному току приведена на рис. 125. В исходном состоянии схемы диоды $V1, V3, V5$ закрыты, а диоды $V2, V4, V6$ — открыты в результате протекания тока от источника положительного напряжения u_1 через резисторы $R7, R9, R11$. При этом сигналы звуковой частоты от триггеров (или генераторов) не могут пройти на переключатели регистров $S1, S2, S3$ и попасть на темброблок, а следовательно, и на усилительно-акустическую систему инструмента. В этом случае конденсатор $C1$ заряжен до некоторого положительного потенциала. В момент нажатия клавиши и замыкания

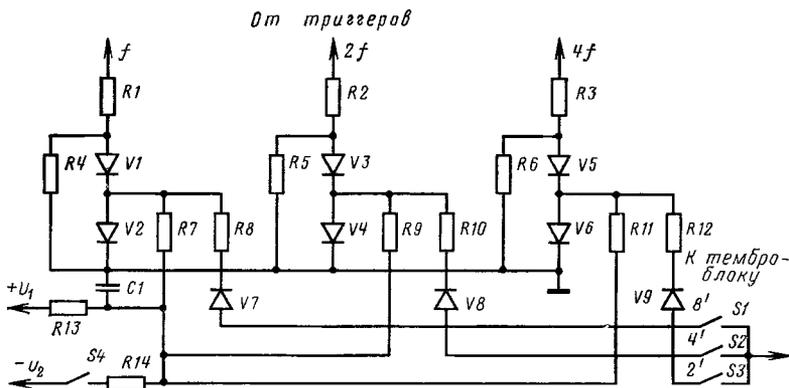


Рис. 125. Электрическая схема манипулятора с клавишным управлением постоянным током

контакта $S4$ конденсатор перезаряжается и ток через резисторы $R7, R9, R11$ меняет направление. Диоды $V2, V4, V6$ закрываются, а диоды $V1, V3, V5$ открываются и сигнал переменного тока от триггеров проходит на переключатели регистров $S1, S2, S3$. В зависимости от состояния этих переключателей осуществляется тот или иной вид регистрового синтеза, что определяет спектральный состав сигнала, поступающего на темброблок.

При отпускании клавиши контакты $S4$ размыкаются и снова происходит перезаряд конденсатора $C1$, что приводит схему в исходное состояние. Процессы нарастания и затухания звука в такой системе происходят плавно благодаря конденсатору $C1$. Изменяя напряжения u_1 и u_2 , можно изменять в некоторых пределах скорость атаки и затухания звука. Диоды $V7, V8, V9$ служат для разделения сигналов, подаваемых одновременно на переключатели регистров с нескольких манипуляторов.

Рассмотренный манипулятор позволяет получить уровень шумов в паузе (при ненажатой клавише) не более $-80 \dots 90$ дБ. При этом диоды $V1, V3, V5$ нужно выбирать с минимальной переходной емкостью и максимальным сопротивлением в закрытом состоянии. Наиболее подходящие для использования в таких манипуляторах кремниевые диоды. Например, точечные диоды Д101—Д106 имеют в закрытом состоянии при запирающем напряжении 10 В переходную емкость, не превышающую $0,5-0,6$ пФ. У сплавных диодов эта емкость составляет $10-15$ пФ.

Электрическая схема манипулятора электрооргана «Лель» приведена на рис. 126. Сигналы звуковой частоты прямоугольной формы от генераторов или триггеров поступают на эмиттеры транзисторов $V1, V2, V3, V4$. В исходном состоянии схемы конденсатор C заряжен от источника положительного напряжения u_2 , а транзисторы, базы которых подключены к этому конденсатору, оказываются запертыми. При нажатии на клавишу контакт $S1$ замыкается, конденсатор C начинает перезаряжаться и на нем по-

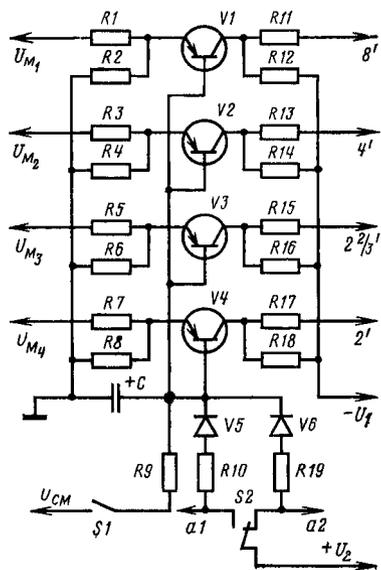


Рис. 126. Электрическая схема манипулятора электрооргана «Лель»

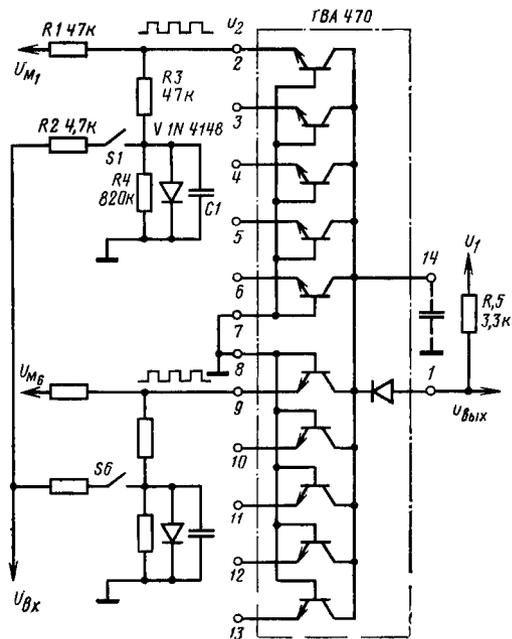


Рис. 127. Схема клавишных преобразователей на микросхеме TBA 470

является небольшое отрицательное напряжение, открывающее транзисторы. В результате на коллекторах транзисторов появляются переменные сигналы, подводимые к эмиттерам.

Конденсатор C и резистор R_9 смягчают атаку звука. С помощью диодов V_5, V_6 и резисторов R_{10}, R_{19} устанавливаются необходимые постоянные времени его разряда. С помощью переключателя S_2 можно изменять постоянную времени затухания и соответственно длительность послезвучания (звучания после отпускания клавиши).

Приведенная схема манипулятора при использовании в ней кремниевых транзисторов МП-41 позволяет получить уровень шумов —69 ... 72 дБ.

При использовании в ЭМИ прямоугольных импульсов различной скважности без предварительного регистрового синтеза может быть полезна схема манипулятора, приведенная на рис. 127. Здесь применена специальная интегральная микросхема ТВА 470, разработанная фирмой «Интерметалл» (ФРГ) для клавишных преобразователей ЭМИ [42]. Одна такая микросхема может быть использована одновременно для десяти клавишных преобразователей (на рис. 127 показаны два преобразователя, использующих микросхему ТВА 470; для остальных преобразователей схема аналогична). Схема, обведенная пунктиром, содержит в одном корпусе десять транзисторов и один диод с малыми переходными емкостями, что необходимо для уменьшения шумового компонента при закрытых транзисторах. Сами же транзисторы являются фактически амплитудными модуляторами. Модулирующий сигнал формируется при нажатии на соответствующую клавишу и замыкании контактов $S_1—S_{10}$. При этом сигнал $u_{вх} = -5В$ поступает на соответствующий транзистор схемы. Так, в случае верхнего на схеме

преобразователя при замыкании контакта S_1 начинает перезаряжаться конденсатор C_1 . Через некоторое время напряжение на нем достигает примерно 5В, тогда верхний транзистор открывается, вследствие чего модулируемый сигнал звуковой частоты $u_{м1}$, подаваемый на резистор R_1 , появится на выходе схемы. Амплитуда выходного сигнала будет определяться напряжением на конденсаторе C_1 .

Зависимость напряжения на выходе схемы от состояния клавишных контактов S_1 можно видеть на рис. 128. При разомкнутых контактах напряжение на конденсаторе C_1 состав-

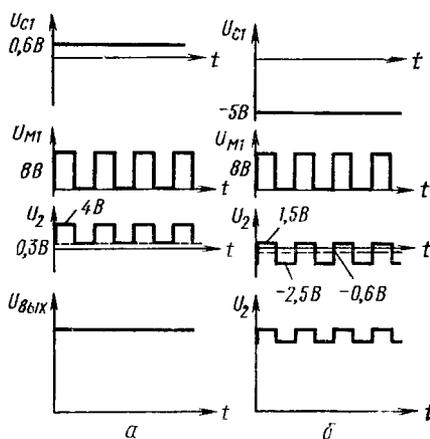


Рис. 128. Напряжения на входе и выходе схемы ТВА 470 при разомкнутом (а) и замкнутом (б) клавишном контакте

ляет примерно 0,6В, что обеспечивает плотное закрывание транзистора. Поступающий на вход 2 (см. рис. 127) микросхемы сигнал звуковой частоты u_2 , равный примерно 4В, не может пройти через транзистор, и переменная составляющая напряжения на выходе схемы отсутствует (см. рис. 128, а).

При нажатой клавише (контакты $S1$ замкнуты) изменяется постоянная составляющая напряжения на входе 2 примерно с 0,3В до $-0,6В$, чего достаточно, чтобы открыть транзистор и получить на выходе переменный сигнал (см. рис. 128, б).

Напряжение питания преобразователя составляет примерно 10В. Допустимые параметры микросхемы ТВА 470 следующие: напряжение коллектор — база 22В; напряженне коллектор — эмиттер 22В; ток эмиттера одного транзистора 5 мА; рассеиваемая схемой мощность 250 мВт. Работоспособность схемы сохраняется в диапазоне температур $-10...+60^{\circ}С$.

Рассмотренное включение в схему преобразователя интегральной микросхемы ТВА 470 позволяет довольствоваться одной микросхемой на 10 клавишных преобразователей. При таком включении невозможен регистровый синтез в пределах одной микросхемы. Однако существуют варианты ее использования при одновременном осуществлении регистрового синтеза звука. Так, если с конденсатора $C1$ через отдельные резисторы подавать электрические сигналы одновременно на пять (или более) входов схемы ТВА 470, и одновременно на те же входы через резисторы подавать сигналы u_m , частоты которых будут находиться в кратных отношениях, можно обеспечить регистровый синтез сигналов. Такой синтез можно также осуществить и путем подачи сигналов с клавишных контактов после формирования огибающей на базы транзисторов, а модулируемые сигналы u_m подавать кратными сигналу основной частоты. При этом одна микросхема может быть одновременно использована не более чем для двух клавишных преобразователей.

Достоинством микросхемы ТВА 470 следует считать также и возможность получения низкого уровня шумов в паузе. Для этого специально предусмотренный вывод 14 (см. рис. 127) через конденсатор небольшой емкости (100—1000 пФ) соединяют с землей. В закрытом состоянии транзисторов общая переходная емкость микросхемы между входами и выводом 14 лежит в пределах 20—70 пФ. Емкость диода составляет примерно 1 пФ. В этом случае при свободном выводе 14, несмотря на весьма большие активное и емкостное сопротивления закрытого диода, на выходе наблюдаются некоторые остаточные шумы. При подключении конденсатора к выводу 14 эти шумы практически шунтируются на землю вследствие того, что подключаемая емкость значительно больше переходной емкости диода. При нажатии клавиш открываются транзисторы и на их выходе возникают звуковые сигналы. Дiod при этом открывается, и его сопротивление звуковому сигналу становится значительно меньше сопротивления конденсатора, подключенного к выводу 14, что практически исключает воз-

возможность искажений полезного сигнала. Такой прием позволяет довести уровень остаточных шумов манипулятора до $-80 \dots 90$ дБ.

Аналогичное техническое решение использовано в отечественном электрооргане «Электроника 003».

Рассмотрим схему клавишного преобразователя, выполненную на обычных элементах и не предусматривающую осуществления регистрового синтеза (рис. 129).

В исходном состоянии конденсатор $C1$ заряжен до напряжения источника питания. Транзистор $V2$ при этом находится в закрытом состоянии в результате соединения его базы через резистор $R4$ с землей. На эмиттере этого резистора напряжение практически равно нулю, и конденсатор $C2$ полностью разряжен или имеет незначительный положительный заряд. Усилитель, собранный на транзисторах $V5, V6, V7$, работает в режиме отсечки и предварительно заперт смещением таким образом, чтобы переменные сигналы, поступающие на вход схемы через конденсатор $C3$ и резистор $R9$, не могли появиться на выходе схемы. При нажатии на клавишу конденсатор $C1$ посредством клавишных контактов $S2$ соединяется через резистор $R3$ с базой транзистора $V2$, а контакты $S4$ разрываются. В результате открывается транзистор $V2$ и через него происходит заряд конденсатора $C2$. Отрицательное напряжение, появившееся на этом конденсаторе, открывает усилитель, запертый смещением (смещенный усилитель), и на его выходе появляется переменный сигнал. По мере разряда конденсаторов $C1$ и $C2$ затухает переменный сигнал на выходе схемы аналогично процессу затухания звуковых сигналов фортепиано. При отпускании клавиши конденсатор $C2$ подключается через диод $V4$ и резистор $R6$ к источнику положительного напряжения U_{CM1} , что ускоряет процесс разряда конденсатора. Если необходимо при отпускании клавиши сохранить медленно затухающий процесс разряда конденсатора $C2$, то с помощью педали $S3$ резистор $R6$ переключается на источник отрицательного

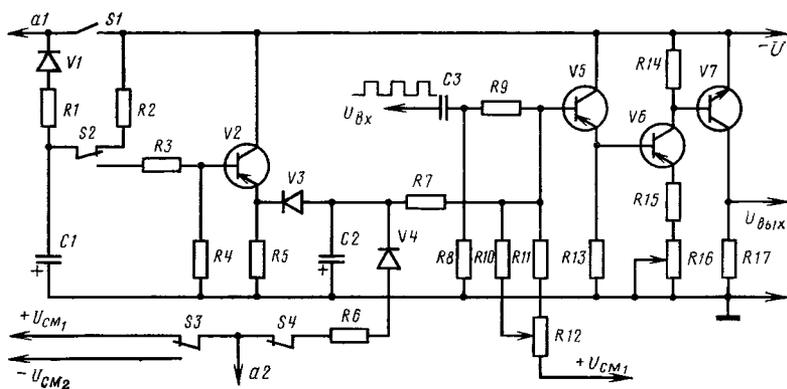


Рис. 129. Схема манипулятора, позволяющая получать затухающий сигнал

напряжения — $u_{см2}$. В этом случае диод $V4$ запирается и конденсатор $C2$ через резистор $R6$ не разряжается.

Если на выходе схемы необходимо иметь незатухающий звук (кривая I на рис. 123, a) при нажатой клавише, то замыкают контакты $S1$ (см. рис. 129) и конденсатор $C1$ по мере разряда через резистор $R3$ и последующие цепи одновременно подзаряжается через диод $V1$ и резистор $R1$. Поэтому транзистор $V2$ находится в открытом состоянии и конденсатор $C2$ сохраняет постоянный заряд. Диоды $V1$ и $V4$ служат для исключения взаимного влияния манипуляторов других клавишных преобразователей, связанных между собой через общие выводы $a1$ и $a2$. Диод $V3$ необходим для предотвращения быстрого разряда конденсатора $C2$ через резистор $R5$ при закрытом транзисторе $V2$.

Все транзисторы смещенного усилителя, играющего роль модулятора, работают в режиме отсечки, что при отсутствии напряжения на конденсаторе $C2$ позволяет практически исключить попадание переменного сигнала на выход схемы. Относительный уровень остаточных шумов такого модулятора при правильной его регулировке не превышает —90 дБ. Дополнительного уменьшения уровня шумов можно достичь подключением параллельно резистору $R14$ или между коллектором транзистора $V6$ и землей конденсатора небольшой емкости. Если сопротивление резистора $R14$ значительно превышает входное сопротивление транзистора $V6$ в открытом состоянии, то при закрытии транзистора (при отпущенной клавише) его входное сопротивление значительно увеличится. Это приведет к тому, что в открытом состоянии транзистора $V6$ (т. е. в режиме усиления) влияние дополнительного конденсатора на форму сигнала будет ничтожным, если этот конденсатор не слишком велик.

При закрытом транзисторе $V6$ (в режиме отсечки) шунтирующее влияние дополнительного конденсатора на проникающие через переходные емкости транзисторов $V5$, $V6$ и емкости монтажа шумовые компоненты будет значительным. При слишком большой емкости дополнительного конденсатора может заметно исказиться форма сигнала и в режиме усиления транзистора $V6$.

Применяемые в схеме диоды должны быть кремниевые. Диод $V3$ лучше применять плоскостной, имеющий малое сопротивление в открытом состоянии. Транзисторы могут быть практически любые маломощные низкочастотные.

В рассматриваемом манипуляторе в связи с малым выходным сопротивлением транзистора $V2$ в открытом состоянии и малой постоянной времени заряда конденсатора $C2$ атака звука оказывается достаточно жесткой и близкой к атаке струнных инструментов (кроме смычковых). При необходимости смягчить атаку звука конденсатор $C2$ можно составить из двух или большего количества конденсаторов, соединенных между собой резисторами. На рис. 130 показан один из вариантов увеличения управляемости и расширения возможностей схемы, приведенной на рис. 129. Здесь конденсатор $C2$ поделен на два конденсатора $C2'$ и $C2''$, соединен-

ных между собой резистором $R18$. Параллельно этому резистору включен геркон MK . При включенном контакте $S8$, расположенном на панели управления инструмента, контакты геркона MK замыкаются за счет появляющегося магнитного поля в катушке L и конденсаторы $C2'$ и $C2''$ оказываются включенными параллельно. В этом случае атака звука будет достаточно жесткой и процесс нарастания звука будет таким же, как и в схеме на рис. 129. Однако при размыкании контактов $S8$ контакты геркона MK также разомкнутся и конденсаторы $C2'$ и $C2''$ окажутся соединенными между собой через резистор $R18$. Если входное сопротивление последующей за конденсатором $C2''$ схемы будет значительно больше сопротивления резистора $R18$, то время нарастания напряжения на конденсаторе $C2''$ будет в основном определяться постоянной времени цепи, образуемой резистором $R18$ и конденсатором $C2''$. Подбирая эту постоянную времени, можно получить желаемую атаку звука. При этом следует иметь в виду, что максимальное напряжение на конденсаторе $C2''$ будет определяться в первую очередь отношением емкостей конденсаторов $C2'/C2''$. (Характер атаки звука при замкнутом и разомкнутом герконе MK показан кривыми 1 и 2 на рис. 123, б). В данной схеме демпфированием звука при отпускании клавиши и педали можно варьировать, либо изменяя сопротивление резистора $R7$ с помощью геркона, либо изменяя напряжение смещения схемы (см. кривые 3 и 4 на рис. 123, б).

Время затухания звука можно изменять с помощью дополнительных цепочек разряда конденсаторов $C2'$ и $C2''$, образуемых диодами $V8, V9, V10$ и резисторами $R19, R20, R21$. Подключение тех или иных цепей разряда или их комбинации осуществляют замыканием контактов $S5, S6, S7$. Процесс затухания звука в этом случае можно менять в очень широких пределах: от медленного фортепианного до быстрого ксилофонного (см. кривые 2, 3, 4, 5 на рис. 123, а).

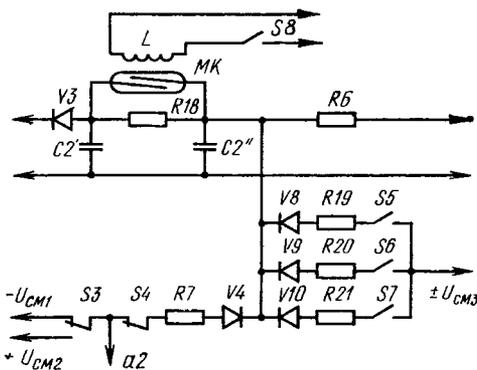


Рис. 130. Схема, расширяющая управляемость манипулятора

При необходимости подчеркнуть ударное начало звука (перкуссию) можно на подключаемые цепочки разряда конденсаторов подать небольшое отрицательное напряжение от источника $U_{см3}$. В зависимости от величины напряжения этого источника процесс затухания звука может принимать вид, показанный на рис. 123, в (кривые 1 и 2).

Таким образом, манипулятор (см. рис. 129) с учетом возможного его

развития, например по схеме рис. 130, позволяет получать в контактных статических клавишных преобразователях самые различные огибающие переходного процесса. Наряду с рассмотренными достоинствами такого манипулятора следует отметить и ряд его недостатков. Это прежде всего температурная нестабильность используемого модулятора, что приводит к необходимости слишком плотного запирания транзисторов $V5$, $V6$, $V7$ и резкому прекращению звука в момент достижения режима отсечки транзисторов. Кроме того, на выходе схемы вместе с переменной составляющей появляется и постоянная составляющая, образуемая в результате формирования огибающей переходного процесса. Некоторым неудобством применения схемы является также необходимость использования переменных сигналов прямоугольной формы и невозможность осуществления регистрового синтеза. Эти недостатки иногда удается устранить применением в схемах клавишных преобразователей специальных модуляторов.

Рассмотрим еще некоторые типовые схемы манипуляторов. На рис. 131 показана схема формирования огибающей переходного процесса, описанная К. Нейфельдом [38]. В одном из исходных положений, соответствующих формированию затухающего (фортепианного) сигнала, переключатель $S2$ находится в положении 2. Педаль не нажата, и ее контакты $S3$ замкнуты. При нажатии клавиши контакты $S1$ замыкаются, а $S4$ замыкаются. Создаваемый при подключении к конденсатору $C1$ импульс тока, проходя через этот конденсатор, диод $V3$ и резистор $R9$, заряжает конденсатор $C2$. При этом резистор $R9$ смягчает атаку огибающей переходного процесса, устраняя резкий щелчок при замыкании контактов $S1$. Появившееся напряжение на конденсаторе $C2$ открывает транзистор $V6$ и на его выходе появляется сигнал огибающей (модулирующий сигнал), который поступает дальше на модулятор (на схеме не показан). Транзистор $V7$ при этом будет закрыт до тех пор, пока опущенная клавиша не замкнет снова контакты $S4$.

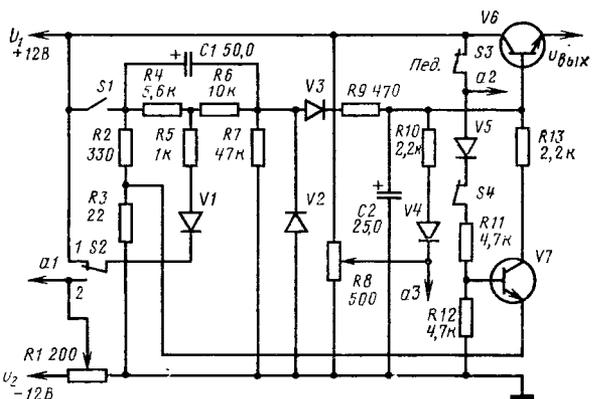


Рис. 131. Схема формирования огибающей переходного процесса

Разряд конденсатора $C2$ кроме цепей транзисторов $V6$ и $V7$ может осуществляться через резистор $R10$, диод $V4$ и резистор $R8$. Процесс разряда будет происходить по огибающим, аналогичным кривым 1 и 2 (см. рис. 123, а), т. е. будет иметь место некоторый ударный всплеск (перкуссия), величина которого определяется положением движка переменного резистора $R8$ (см. рис. 131). Это положение определяет уровень напряжения на конденсаторе $C2$, при котором диод закрывается, а следовательно, и изменяется (увеличивается) постоянная времени разряда. В крайнем верхнем положении движка ударный выброс будет вообще отсутствовать, а в нижнем будет отсутствовать медленно затухающая составляющая (см. аналогичные кривые 2 и 5 на рис. 123, а). Диод $V2$ (см. рис. 131) служит для быстрого гашения отрицательного всплеска при отпуске клавиши. Ток, протекающий через диод $V1$ и резистор $R5$, понижает напряжение в точке соединения конденсатора $C1$ и диода $V3$, поддерживает диод $V3$ в закрытом состоянии и не дает возможности конденсатору $C2$ подзарядиться от источника напряжения u_1 . Это делает возможным получение плавных затухающих звуков, аналогичных по форме огибающим звуков фортепиано.

В случае переключения переключателя $S2$ в положение 1 диод $V1$ будет закрыт и конденсатор $C1$ в значительной мере разрядится через резисторы $R2$, $R3$, $R4$, $R6$, $R7$. Это приведет к тому, что диод $V3$ откроется положительным напряжением, создаваемым источником u_1 , и конденсатор $C2$ начнет подзарядиться. При этом формируемая огибающая будет иметь незатухающий характер.

Педальные контакты $S3$ позволяют путем нажатия педали разорвать цепь подачи положительного напряжения на базу транзистора $V7$ и тем самым оставить транзистор в закрытом состоянии при отпущенной клавише, что дает возможность сохранить плавно затухающий звук, т. е. действие такой педали аналогично действию правой педали пианино.

Точки $a1$, $a2$, $a3$ являются общими для всех формирователей огибающей в данном инструменте.

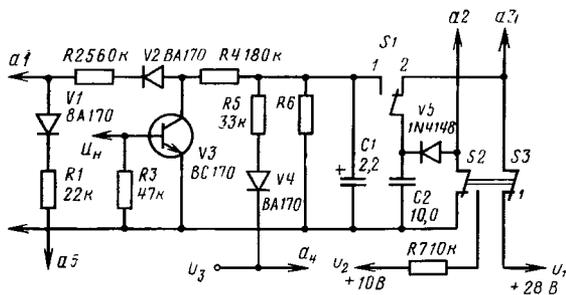


Рис. 132. Статический клавишный преобразователь с перезаряжающимися конденсаторами

В заключение рассмотрим схему манипулятора с перезаряжающимися конденсаторами [39]. В нерабочем состоянии конденсатор $C2$ заряжен от источника u_1 до напряжения $+28\text{В}$ (рис. 132). Транзистор $V3$ в этом случае закрыт в связи с отсутствием напряжения на его коллекторе (модулирующего напряжения). Поэтому переменное напряжение прямоугольной формы u_m , поступающее на базу транзистора, не проходит на его коллектор.

При нажатии на клавишу размыкается контакт 2 клавишной контактной системы $S1$ и замыкается контакт 1. Заряд конденсатора $C2$ в этом случае перераспределяется между конденсаторами $C1$ и $C2$. Конденсаторы выбраны таким образом, что после нажатия клавиши и перераспределения зарядов общее напряжение на них в начальный момент оказывается равным примерно 23В . Это напряжение приводит к открыванию транзистора и появлению на общей шине переменного промодулированного напряжения. Процесс спада напряжения на коллекторе транзистора и изменения переменного сигнала будет осуществляться по экспоненциальному закону, поскольку по такому же закону будут разряжаться конденсаторы $C1$ и $C2$. Цепь разряда через резистор $R5$ и диод $V4$ служит для создания различных ударных эффектов. Изменяя положительное напряжение u_3 , эти эффекты, как и в предыдущей схеме, можно изменять в широких пределах, поскольку напряжением u_3 устанавливается порог, начиная с которого разряд конденсатора через цепочку $R5V4$ прекращается. Начиная с этого порога напряжение на конденсаторах медленно затухает. При опускании клавиши конденсатор $C2$ снова подключается к напряжению источника u_1 , а конденсатор $C1$ начинает разряжаться примерно в 6 раз быстрее и переменный сигнал на выходе схемы быстро затухает.

Резистор $R6$ в схемах подбирают таким образом, чтобы в манипуляторах по мере перехода от низких тонов к высоким время разряда конденсаторов уменьшалось. Для низкого тона (fa контроктавы) сопротивление резистора $R6$ равно 220 кОм , а для высокого тона (fa третьей октавы) 88 кОм .

Такой клавишный преобразователь позволяет получить и незатухающие звуки. Для этого сблокированные контакты переключателя $S2$ и $S3$ нужно переключить в правое (по схеме рис. 132) положение. При этом конденсатор $C2$ через диод $V5$ окажется постоянно подключенным к источнику напряжения $u_2 (+10\text{В})$ и его разряд будет сопровождаться постоянным дозарядом. Диоды $V2$, $V4$, $V5$ служат для развязки цепей $a1$, $a2$, $a4$, общих для всех клавишных преобразователей данного инструмента.

При реализации такой схемы для смягчения атаки звука и снижения коммутационных токов может потребоваться дополнительный резистор, который следует включить между точкой соединения диода $V5$, конденсатора $C2$ и контактом $S1$.

На выходе такого манипулятора (в точке $a1$) промодулированное транзистором напряжение сохраняет постоянную составляющую огибающей переходного процесса.

Модулятор является основным узлом манипулятора, определяющим уровень его остаточных шумов, правильность передачи формы звукового сигнала и огибающей переходного процесса, а также уровень постоянной составляющей переходного процесса на выходе манипулятора. Некоторые схемы модуляторов были уже описаны при рассмотрении манипуляторов на диодных ключах (см. рис. 125), а также транзисторные модуляторы на усилителях, запертых смещением (см. рис. 126, 127 и 129). В технике применяют и различные другие схемы построения модуляторов. Рассмотрим те из них, которые используются или могут быть использованы в ЭМИ.

На рис. 133, *a* приведена одна из распространенных схем модулятора, в которой используется инверсно-включенный транзистор. Входное напряжение $u_{вх}$ (модулирующее напряжение), поступающее со схемы формирования огибающей манипулятора, подается через резистор на эмиттер транзистора *VI*. Напряжение звуковой частоты $u_{м}$ (модулируемое напряжение) подается с генератора или триггера на базу того же транзистора через ограничивающий резистор *R2*. При этом транзистор *VI* с частотой модулируемого сигнала изменяет свое состояние от отсечки до насыщения, т. е. находится либо в закрытом, либо в открытом состоянии. В результате огибающая выходного сигнала $u_{вых}$ будет иметь форму модулирующего сигнала $u_{вх}$. Инверсное включение транзистора вызвано необходимостью уменьшения переменной составляющей от воздействия модулируемого напряжения (остаточных параметров) при отсутствии на входе схемы модулирующего сигнала. Зависимости остаточных параметров низкочастотных маломощных транзисторов от напряжения на базе при прямом 1 (рис. 134) и инверсном 2 включениях, показаны качественно для напряжения коллектор-эмиттер открытого транзистора (*a*) и тока коллектора закрытого транзистора (*б*). Из приведенных кривых следует, что остаточные параметры транзистора в инверсном включении при прочих равных условиях в несколько раз меньше остаточных параметров того же транзистора при прямом включении. Поэтому в модуляторах этого типа используют, как правило, инверсное включение транзисторов. Такими транзисторами могут являться, например, транзисторы ГТ108, ГТ109, КТ301Б и др. При инверсном включении мощность модулируемого сигнала требуется значительно больше, чем при прямом. Остаточное напряжение открытого инверсно-включенного транзистора, используемого в таких схемах, составляет обычно 0,2—3,0 мВ при напряжении на базе 0,01—1,0В. Остаточный ток при закрытом транзисторе может составлять от 0,02 до 0,5 мкА. Остаточные параметры транзисторов могут значительно изменяться с изменением температуры окружающей среды.

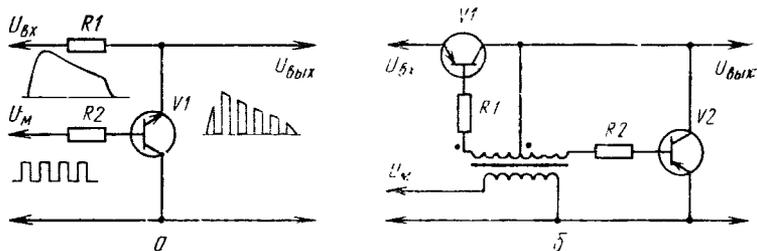


Рис. 133. Модулятор на инверсно-включенном транзисторе (а) и на последовательно-параллельно включенных транзисторах (б)

Рис. 134. Остаточные параметры транзисторов при прямом (1) и инверсном (2) включении: а — напряжение на коллекторе открытого транзистора; б — ток коллектора закрытого транзистора

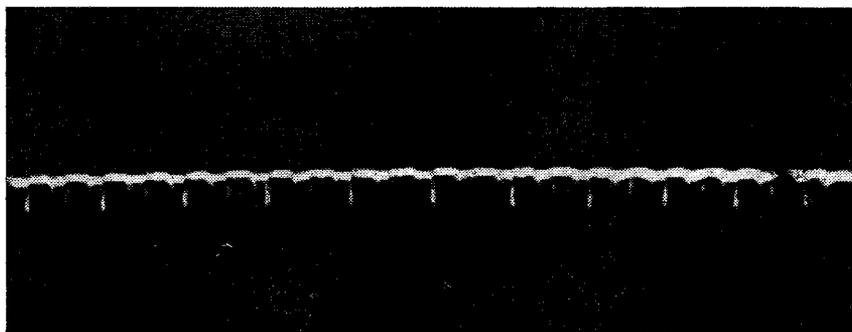
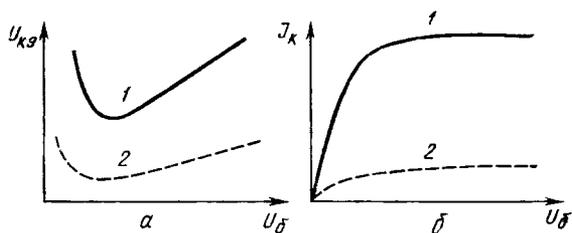


Рис. 135. Осциллограмма помехи на выходе модуляторов с инверсно-включенными транзисторами

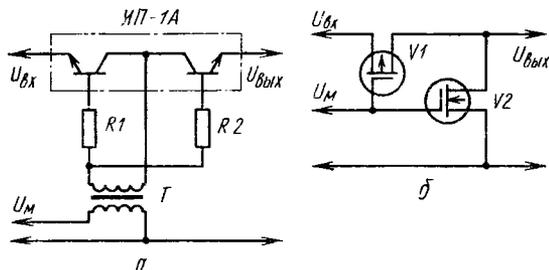


Рис. 136. Модуляторы на биполярной интегральной микросхеме (а) и полевых транзисторах (б)

Для уменьшения остаточных параметров и повышения коммутационных возможностей применяют модуляторы с последовательно-параллельным включением транзисторов (см. рис. 133, б). Транзисторы $V1$ и $V2$ поочередно открываются и закрываются модулируемым сигналом u_m , поступающим на базу транзисторов через трансформатор T и ограничивающие резисторы $R1$ и $R2$. В связи с тем что в модуляторе в любой полупериод модулируемого сигнала один из транзисторов постоянно находится в закрытом состоянии, потери энергии модулирующего сигнала при достаточно большом нагрузочном сопротивлении очень незначительны. Это позволяет применять в схеме накопительные конденсаторы очень небольшой емкости. Кроме того, в этой схеме остаточные напряжения прикладываются к сопротивлению нагрузки в каждый полупериод в одном и том же направлении и таким образом их общая составляющая остается примерно постоянной, что равносильно их компенсации.

Инверсное включение транзисторов по такой схеме позволяет в несколько раз снизить остаточные параметры модулятора по сравнению с остаточными параметрами модулятора с одним транзистором. Однако даже в этом случае на выходе схемы имеется шумовая помеха, появляющаяся за счет дифференцирующего действия переходных емкостей транзисторов (рис. 135). Избавиться в значительной мере от такой помехи удастся путем применения вместо подвесных транзисторов специальных интегральных прерывателей, представляющих собой встроженные в одном корпусе два транзистора с очень близкими параметрами.

В схеме модулятора, выполненной на интегральной микросхеме (рис. 136, а), два транзистора микросхемы под действием модулируемого сигнала открываются одновременно, включая или выключая последующую цепь. Эта схема может быть выполнена и на обычных транзисторах. Опыт показал, что компенсация остаточных параметров в таких схемах весьма эффективна. При выполнении схем на интегральных прерывателях остаточные параметры обычно в несколько раз меньше, чем при использовании обычных транзисторов. Полного же исключения остаточного сигнала можно добиться отключением модулируемого сигнала звуковой частоты при отпускании клавиши. Для сохранения послезвучания и протяженности затухания звука в момент демпфирования необходимо специальное устройство задержки отключения звукового (модулируемого) сигнала. Таким устройством может быть еще один аналогичный (дополнительный) модулятор, через который следует подать на последующий (основной) модулятор модулируемый сигнал u_m с более жесткой или такой же атакой огибающей переходного процесса, как и атака модулирующего сигнала основного модулятора. Прекращать подачу модулируемого сигнала необходимо в обратном порядке, т. е. необходимо, чтобы сначала уменьшился до величины, близкой к нулю, модулирующий сигнал основного модулятора и лишь после этого должен быть снят модулирующий сигнал дополнительного модулятора.

Применение дополнительного модулятора позволяет получить уровень остаточных шумов манипулятора менее —100 дБ.

Основными достоинствами модуляторов с инверсно включенными транзисторами являются возможность работы с малыми модулирующими сигналами, линейность амплитудной характеристики и весьма малая зависимость амплитудной характеристики от температуры. Эти достоинства особо важны при построении динамических клавишных преобразователей, которым будет посвящена следующая глава.

Недостатки таких модуляторов заключаются в присутствии остаточных шумов, для устранения которых иногда приходится применять дополнительные модуляторы, наличия постоянной составляющей огибающей модулирующего сигнала на выходе модулятора, а также в недостаточном большом сопротивлении и необходимости применения развязывающих трансформаторов. Два последних недостатка можно устранить с помощью применения в модуляторах полевых транзисторов (рис. 136, б) с дополняющей симметрией и изолированными затворами. Когда на вход схемы (на затворы транзисторов различного типа проводимости) подается сигнал от источника модулируемого напряжения звуковой частоты, каждый из транзисторов поочередно открывается и закрывается. Сопротивление полевого транзистора при переходе от режима насыщения (открытое состояние) до режима отсечки (закрытое состояние) изменяется от долей килоома до десятков и сотен мегом. Если выходной сигнал модулятора подать на схему с весьма большим сопротивлением, например, на усилитель, выполненный на полевых транзисторах, то потребление энергии схемой будет очень мало. Поскольку токи через транзисторы $V1$ и $V2$ будут ничтожно малы, то и остаточные параметры, вызываемые этими токами, при отсутствии модулирующего сигнала будут также ничтожно малы. Это является следствием того, что, несмотря на весьма большое сопротивление модулятора для модулирующего сигнала, его выходное сопротивление сравнительно невелико и примерно равно сопротивлению открытого транзистора.

В схеме модулятора на полевых транзисторах могут быть использованы транзисторы и одной проводимости, но при этом необходимо разделить затворы и на каждый из них подавать сигналы в противофазе, например, с различных плеч триггера. Для модуляторов на полевых транзисторах требуется тщательное электромагнитное и электростатическое экранирование, снижающее уровень помех.

Все рассмотренные до сих пор модуляторы имеют на выходе постоянную составляющую модулирующего сигнала, формирующую огибающую переходного процесса. Это может вызывать появление неприятных хлопков звукового сигнала. Правда, такая составляющая не всегда может достигнуть выходных каскадов инструмента, так как на нее оказывают влияние формантно-фильтровые системы ЭМИ. Однако, когда добротность формантных

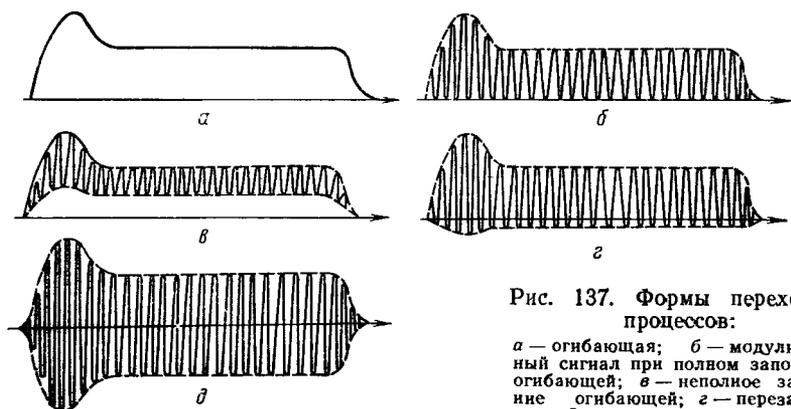


Рис. 137. Формы переходных процессов:

a — огибающая; *б* — модулированный сигнал при полном заполнении огибающей; *в* — неполное заполнение огибающей; *г* — перезаполнение; *д* — симметричные колебания

контуров не слишком высока и на пути сигнала нет цепей, которые могли бы исключить или существенно ослабить постоянную составляющую сигнала, эта составляющая может восприниматься слухом как неприятный призывок. Влияние постоянной составляющей на форму колебательного процесса можно видеть из рис. 137. Если на вход модулятора подается модулирующее напряжение (огибающая переходного процесса), представленное кривой (*a*), то сформированный (промодулированный) на выходе сигнал будет иметь форму кривой (*б*). Однако, если переменный (модулируемый) сигнал имеет недостаточную амплитуду, чтобы транзисторы (например, модуляторов на рис. 133, *б* или 136, *а*) перевести из состояния отсечки в состояние насыщения, то кривая переходного процесса будет иметь следующий вид (рис. 137, *в*). В этом случае кроме понижения общей интенсивности звучания увеличивается еще эффект проявления хлопков за счет относительного увеличения постоянной составляющей сигнала, появляющейся в момент нажатия клавиши.

Наличие в цепях дифференцирующих или других элементов, понижающих уровень постоянной составляющей, несколько смещает переменный сигнал вниз относительно нулевого значения (рис. 137, *г*). Лучший случай формирования сигнала модулятором (рис. 137, *д*) это случай полного отсутствия постоянной составляющей, исключающий появление вызываемых ею хлопков.

Модулятор, значительно уменьшающий постоянную составляющую, можно построить, используя, например, управляемые напряжением сопротивления (рис. 138). Полевой транзистор КП201Е при отсутствии входного сигнала $u_{вх}$ заперт, для чего от источника напряжения смещения $u_{см}$ на его затвор подается напряжение 6—10 В. Сигнал на выходе транзистора практически отсутствует. Открывается транзистор подачей на затвор отрицательного напряжения 1—2 В с таким расчетом, чтобы положительное напряжение на затворе было менее 1В. Конденсатор *C1* частично шунтирует шумы, возникающие в результате дифференци-

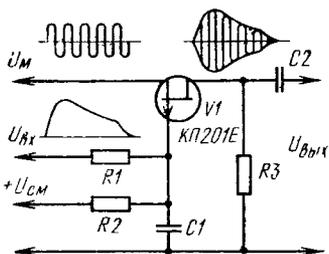


Рис. 138. Модулятор на одном полевом транзисторе

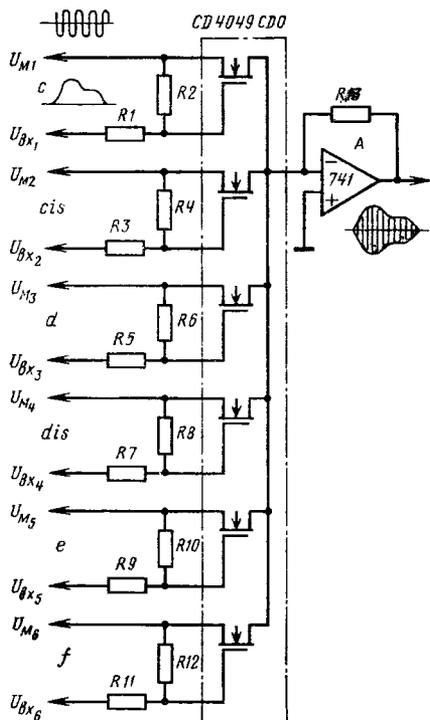


Рис. 139. Модуляторы на интегральной микросхеме, выполненной на МОП-транзисторах

рующего действия переходных емкостей транзистора. При необходимости его можно использовать также для смягчения атаки и затухания звука, если величину его емкости выбрать соответствующим образом. Уровень остаточных шумов, возникающих от воздействия модулируемого сигнала, здесь удастся получить менее —60 дБ.

На рис. 139 показана интегральная микросхема модулятора на полевых МОП-транзисторах (с изолированным затвором), выполненная для шести входных сигналов. О применении такой схемы в электроорганах сообщается в статье Ланкастера [37]. Транзисторы в этой схеме работают так же, как управляемые резисторы, имеющие весьма большое сопротивление в закрытом состоянии. Напряжение модулируемого сигнала звуковой частоты для такой схемы должно составлять 0,05—0,4 В при сопротивлении источника сигнала 400 Ом. Резисторы во входных цепях схемы составляют по 3,3 МОм, что приводит к высокому сопротивлению входов, составляемому более 6 МОм. Такое большое входное сопротивление позволяет в цепях формирования огибающей переходного процесса использовать конденсаторы малой емкости.

При нажатии на клавишу с формирователем огибающей манипуляторов на входы микросхемы подается модулирующий сигнал, который открывает транзисторы и снижает сопротивление канала сток — исток до незначительной величины. Это сопротивление

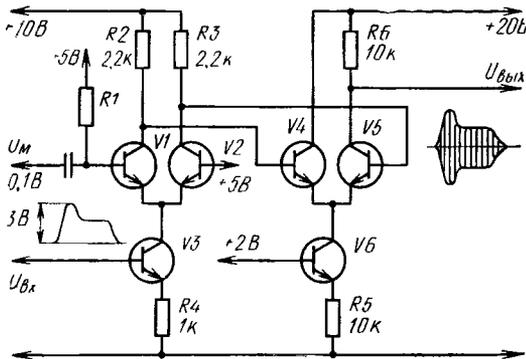


Рис. 140. Модулятор на дифференциальных усилителях

определяется подводимым к затвору напряжением модулирующего сигнала. При этом на выходе микросхемы появляется модулированный сигнал.

Для снижения общего выходного сопротивления модулятор подключен к операционному усилителю А.

Приведенная схема отличается простотой. На ее выходе практически отсутствует постоянная составляющая модулирующего сигнала. Об уровне шумов и других параметрах схемы в статье не сообщается.

В качестве модуляторов, исключающих на выходе постоянную составляющую модулирующего сигнала, могут быть использованы дифференциальные усилители. В одной из возможных схем построения такого модулятора [37] использованы два дифференциальных усилителя на транзисторах $V1, V2, V3, V4, V5, V6$ (рис. 140). В исходном состоянии схемы транзистор $V3$ находится в режиме отсечки, поэтому через него и транзисторы $V1$ и $V2$ ток не протекает, а следовательно, на базы транзисторов $V4$ и $V5$ поступает постоянное напряжение. При подаче на базу транзистора $V3$ модулирующего сигнала этот транзистор открывается, причем тем больше, чем больше амплитуда модулирующего сигнала. На эмиттере и коллекторе транзистора $V1$ появится переменная составляющая сигнала. При этом транзистор $V2$, являющийся усилителем с общей базой, усилит эту составляющую и таким образом на коллекторах транзисторов $V1$ и $V2$ появятся переменные сигналы звуковой частоты, сдвинутые по фазе на 180° .

В зависимости от амплитуды модулирующего сигнала на коллекторах тех же транзисторов появится также и постоянная составляющая этого сигнала. Однако фазы модулирующего сигнала на коллекторах обоих транзисторов будут совпадать. Чтобы избавиться от постоянной составляющей, сигналы с коллекторов транзисторов $V1$ и $V2$ подаются на базы транзисторов $V4$ и $V5$. Транзистор $V6$ поддерживает постоянство общего тока через транзисторы $V4$ и $V5$, а поэтому составляющая модулирующего сигнала, поступающая на базы обоих транзисторов в фазе, не вызовет изменения тока, а следовательно, и не сможет пройти на выход

модулятора. Таким образом, на коллекторе транзистора *V5* модулированный сигнал не будет иметь постоянной составляющей (см. рис. 137, *д*).

Рассмотренная схема может быть выполнена в интегральном исполнении, например, на отечественных дифференциальных усилителях К1УТ221.

Существуют и другие модуляторы, применяемые в ЭМИ. Применение того или иного модулятора определяет разработчик исходя из решаемой им задачи. Применение модуляторов при решении некоторых специальных задач при построении ЭМИ нами будет рассмотрено в следующей главе.

§ 4. БЕСКОНТАКТНЫЕ СТАТИЧЕСКИЕ КЛАВИШНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Иногда для повышения надежности клавишных преобразователей и получения независимого от глубины погружения клавиши выходного сигнала разработчики предлагают взамен контактных систем коммутации использовать бесконтактные системы. Для этого применяют различные датчики, устанавливаемые непосредственно под клавишами или связанными с ними рычагами. К числу таких датчиков можно отнести емкостные, трансформаторные, фотоэлектрические и др.

Емкостный датчик (рис. 141, *а*) представляет собой три пластины, одна из которых (средняя) связана с клавишей и размещается между соединенными друг с другом неподвижными пластинами. При нажатии на клавишу подвижная пластина выдвигается и емкость конденсатора *C1*, образуемого этими пластинами, уменьшается. Конденсатор *C1* и резистор *R1* образуют делитель, на который подается напряжение высокой частоты (до 1 МГц) от генератора *G*.

Когда клавиша не нажата, емкостное сопротивление конденсатора *C1* мало по сравнению с сопротивлением резистора *R1*.

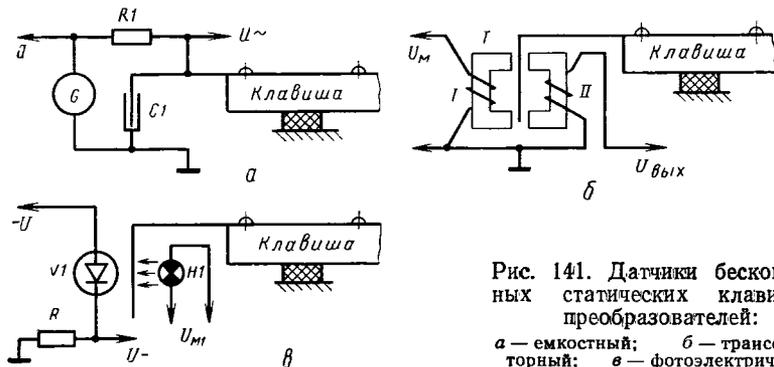


Рис. 141. Датчики бесконтактных статических клавишных преобразователей:

а — емкостный; *б* — трансформаторный; *в* — фотоэлектрический

$$R_1 \gg 1/\omega C_1.$$

При этом падение напряжения u_{\sim} на конденсаторе $C1$ будет мало. При нажатой клавише емкость конденсатора будет очень малой и его сопротивление будет достаточно большим

$$R_1 \leq 1/\omega C_1.$$

В этом случае напряжение u_{\sim} на выходе датчика будет велико. Оно поступает на усилитель с большим входным сопротивлением, работающим в режиме отсечки (рис. 142). Когда на вход усилителя поступает небольшой сигнал (u_{\sim} мало), что имеет место при ненажатой клавише, то закрытый транзистор $V1$ не может пропустить и усилить это напряжение. При нажатой клавише на вход этого транзистора поступает сигнал u_{\sim} с большой амплитудой, который в один из полупериодов открывает транзистор $V1$ и усиливает переменный сигнал. С выхода транзистора $V1$ сигнал подается на транзисторы $V2$ и $V3$ и после дополнительного усиления поступает на детектор $V4C3$, где сглаживается высокочастотная составляющая.

Конденсатор $C2$ служит для отделения от выхода детектора постоянной составляющей сигнала. Цепочка $R8C4$ необходима для лучшего сглаживания пульсаций высокочастотного сигнала и смягчения атаки огибающей сформированного сигнала, являющегося модулирующим сигналом для последующего модулятора звуковой частоты (на рис. 142 модулятор не показан).

При практическом выполнении такого клавишного преобразователя неподвижные пластины конденсатора $C1$ (см. рис. 141, а) могут быть выполнены едиными для всех преобразователей в виде общих двух шин, в зазор между которыми входят подвижные пластины, связанные с клавишами. С целью уменьшения наводок и емкостей между проводами резистор $R1$ может располагаться непосредственно на клавише, а провода, идущие к генератору высокой частоты от этого резистора, должны быть экранированы.

Выводы а (см. рис. 141, а и 142) являются общими для всех клавишных преобразователей.

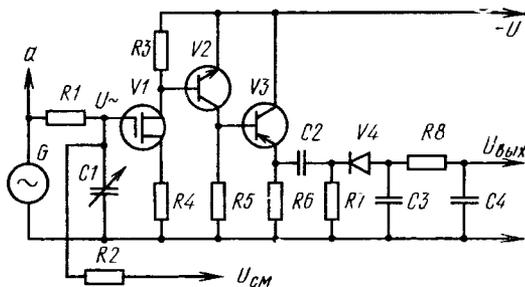
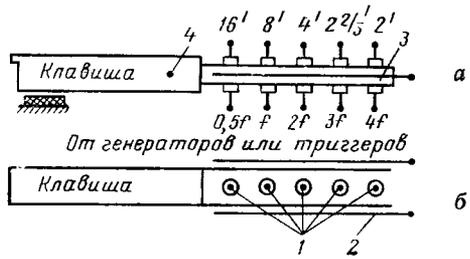


Рис. 142. Электрическая схема формирования огибающей в бесконтактном клавишном преобразователе

В трансформаторном датчике клавишного преобразователя (см. рис. 141, б) на первичную обмотку трансформатора T подается напряжение от генератора звуковой частоты или триггера. Когда клавиша не нажата, между двумя частями трансформатора находится ферромагнитный экран, не пропускающий магнитный поток в часть

Рис. 143. Датчики бесконтактного статического клавишного преобразователя с неоновыми лампами (а — вид сбоку; б — вид сверху):

1 — лампы неоновые; 2 — электроды, на которые подается напряжение высокой частоты; 3 — экраны; 4 — ось вращения клавиши



трансформатора, содержащую вторичную обмотку, и на выходе сигнал звуковой частоты практически отсутствует. Такой преобразователь не требует применения дополнительных огибающих и модуляторов и, кроме того, позволяет получить напряжение на его выходе, зависящее от глубины погружения клавиши, поскольку при нажатии клавиши изменяется степень экранирования между двумя частями трансформатора. Аналогичный клавишный преобразователь, выполненный на магнитных головках, описан И. Д. Симоновым [40].

В фотоэлектрическом датчике клавишного преобразователя (см. рис. 141, в) фотодиод VI в исходном состоянии (при ненажатой клавише) находится в затененном положении и имеет большое сопротивление для постоянного тока. При нажатии на клавишу световой сигнал от источника света HI поступает на светодиод и его сопротивление становится небольшим. На выходе датчика появляется постоянное напряжение, которое подается на схему формирования огибающей и дальше на модулятор.

В электрооргане «Ионика» ЕМР-1 (ГДР) был применен бесконтактный статический кла-

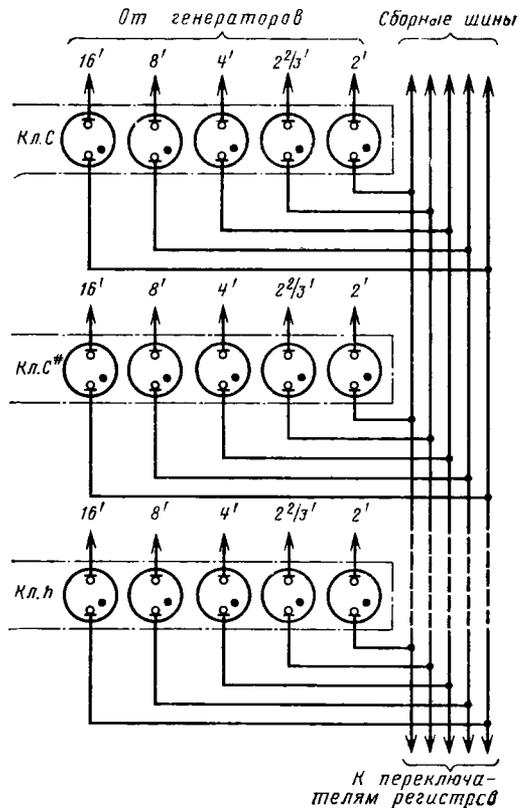


Рис. 144. Электрическая схема включения неоновых ламп в ЭМИ «Ионика» (ГДР)

вишный преобразователь с газоразрядными лампами (рис. 143). Миниатюрные неоновые лампы 1 размещены внутри электрического экрана 3, связанного с клавишей. За экраном расположены электроды 2, на которые подается сигнал высокой частоты (100 кГц) напряжением 650 В. При нажатии на клавишу экран поднимается и в лампах происходит ионизация газа под действием электрического поля высокой частоты. В результате лампы становятся проводящими и пропускают подводимые к ним от генераторов сигналы звуковой частоты.

Электрическая схема включения таких датчиков приведена на рис. 144. При нажатой клавише $K_{д}$ сигналы от соответствующих генераторов через проводящие неоновые лампы поступают на сборные шины и дальше на переключатели резисторов, с помощью которых включаются те или иные группы формантно-фильтровых устройств (темброблоков). Таким образом в этом преобразователе осуществляется одновременно регистровый синтез.

В клавишных преобразователях с неоновыми лампами проводимость ламп зависит от степени ионизации наполняющего их газа, которая в свою очередь определяется степенью экранирования ламп, что зависит от глубины погружения клавиши. Следовательно, выходной сигнал преобразователя определяется глубиной погружения клавиши.

В рассмотренных нами примерах построения бесконтактных клавишных преобразователей при трансформаторном датчике и использовании неоновых ламп амплитуда выходного сигнала зависит от глубины погружения клавиши, что иногда может быть использовано музыкантами для управления уровнем выходного сигнала.

Глава VI

ДИНАМИЧЕСКИЕ КЛАВИШНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭМИ

§ 1. НАЗНАЧЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ КЛАВИШНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ИХ КЛАВИШНЫХ МЕХАНИЗМОВ

Динамические клавишные преобразователи в отличие от статических преобразуют в звуковые сигналы информацию не о нажатии клавиши или глубине ее погружения, а об усилении, приложенном при ударе по клавише. Если при конструировании статических преобразователей требования к приведенной массе механизма и линейности амплитудной характеристики модулятора не являлись жесткими, а вследствие малости приведенной массы требования к репетиции механизма, как правило, выполнялись автоматически, то при разработке динамических преобразовате-

лей эти параметры приобретают особую значимость, поскольку они определяют в основном качества клавишных преобразователей. Кроме того, на такие преобразователи накладывается ряд дополнительных, довольно жестких требований. Поэтому только их выполнение позволяет получить динамические преобразователи, придающие совершенно новые качества ЭМИ, благодаря которым их можно отнести к классу электрофортепиано. Электрофортепиано делает возможным гибкое, эмоциональное изложение музыки, обеспечивает наибольшую музыкальную информативность исполняемых произведений. Здесь, однако, следует оговориться, что сказанное не относится к некоторым ЭМИ, называемым «электрофортепиано» и далеким от удовлетворения тех требований, о которых идет речь в данном параграфе. Исследования динамических преобразователей были выполнены в работе [27].

Одним из очень важных параметров динамического клавишного преобразователя является степень приближения его динамической характеристики (зависимости создаваемого звукового давления или напряжения на выходе преобразователя от силы удара по клавише) к идеализированной (3.20). Учитывая, что создаваемое акустической системой звуковое давление пропорционально приложенному напряжению звуковой частоты, идеализированную динамическую характеристику для ЭМИ можно выразить

$$p/p_0 = u/u_0 = \sqrt{F/F_0}, \quad (6.1)$$

где p и u — звуковое давление и напряжение, подводимое к громкоговорителю, соответствующие силе удара по клавише F ; p_0 и u_0 — то же, что p и u , но при фиксированной силе удара F_0 .

Требованиям формулы (6.1) может удовлетворять лишь механизм, имеющий линейную зависимость отданных звуковой или электрической энергии от энергии, приложенной музыкантом к клавише. В силу наличия трения, гибкостей и ряда других причин реальные механизмы лишь в той или иной мере приближаются по своим динамическим характеристикам к идеализированным.

Приведенная к точке удара по клавише (10 мм от игрового конца) масса клавишного механизма в момент действия усилия, создаваемого музыкантом, должна быть близка к приведенной массе кисти его руки, приходящейся на одну клавишу. В соответствии с уравнением (3.22) эта масса должна составлять 0,2—0,3 кг. Невыполнение этого условия делает механизм мало пригодным для динамической игры. Клавиши при слишком малой приведенной массе «проваливаются» под ударами пальцев музыканта. При слишком большой приведенной массе механизм становится неподатливым, музыкант отшибает о клавиши руки.

Возможная частота повторения ударов по клавише (репетиция) должна составлять (ударов в секунду)

$$B \geq 8. \quad (6.2)$$

Сила статического сопротивления клавишного механизма на расстоянии 10 мм от игрового конца клавиши должна для хорошего механизма удовлетворять условию

$$0,5H \leq F_{\text{ст}} \leq 0,8H. \quad (6.3)$$

Требования, предъявляемые к клавишному механизму, далеко не всегда удается выполнить простыми средствами, что в значительной мере сдерживает разработку и производство инструментов с динамическими преобразователями, несмотря на их большие игровые и музыкально-эстетические возможности. Решение проблемы создания качественных динамических клавишных преобразователей и многоформантных высокооборотных тембровых систем позволит сделать клавишные ЭМИ незаменимыми инструментами в самых различных музыкальных жанрах.

Остановимся на решении проблемы приведенной массы и репетиции клавишного механизма. Если пренебречь трением и гибкостями, то в соответствии со вторым законом Ньютона можем уравнение движения клавишного механизма записать в виде

$$F = md^2x/dt^2,$$

где m и x — приведенные к точке удара по клавише масса подвижных частей клавишного механизма и глубина погружения клавиши.

Интегрируя это выражение, можно найти время движения клавиши:

$$t = \sqrt{nm x / F}, \quad (6.4)$$

где n — коэффициент формы импульсов силы (при ударе приемом стаккато $n=2$, при ударе присом легато $n=6$); F — значение прикладываемого усилия в конце хода клавиши.

Время движения клавиши складывается из времени ее опускания и времени возвращения под действием статических усилий, обусловленных возвращающим действием пружин механизма. Тогда возможное число ударов в секунду, обеспечивающее полное погружение и возвращение клавиши в исходное положение (репетиция), в соответствии с уравнением (6.4) можно выразить

$$B = \sqrt{F_y F_b / (m x)} / (\sqrt{n_y F_b} + \sqrt{n_b F_y}), \quad (6.5)$$

где n_y и n_b — коэффициенты формы импульсов силы соответственно при ударе по клавише и ее возврате в исходное состояние; F_y и F_b — усилия удара и возвращения клавиши.

Усилие, возвращающее клавишу, обычно растет с глубиной ее погружения и может быть в момент трогания клавиши весьма различным. Для реального клавишного механизма можно принять $n_b=4$, $F_b=F_{\text{ст}}=0,7$ Н, $x=0,01$ м. Тогда для различных значений приведенной массы клавишного механизма величина репетиции будет определяться для ударов приемом легато кривыми *a* (рис. 145) и для ударов приемом стаккато кривыми *б*.

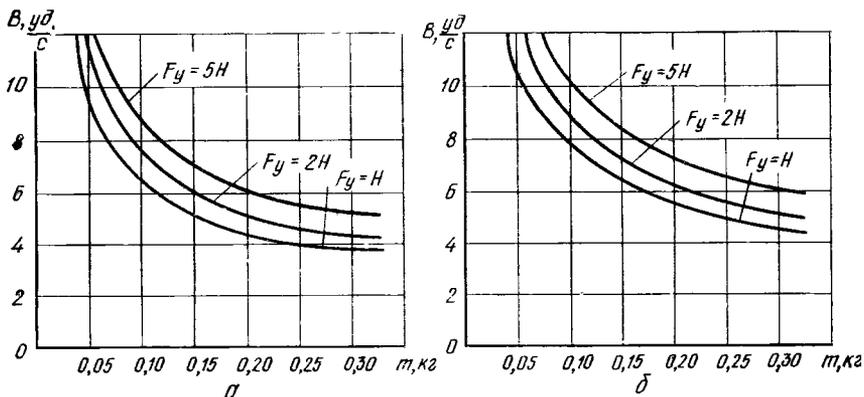


Рис. 145. Зависимость репетиции клавишного механизма от приведенной к точке удара массы его подвижных элементов:
 а — для игры легато; б — для игры стаккато

Из рис. 145 видно, что механизм, имеющий приведенную массу, удовлетворяющую требованиям (3.22), не будет иметь репетицию, удовлетворяющую требованиям (6.2), т. е. невозможно создать хороший клавишный механизм динамического преобразователя с помощью линейной механической системы. В то же время этот вопрос удовлетворительно решен в нелинейных клавишных механизмах традиционных фортепиано (см. рис. 57).

Требуемая репетиция при оптимальной приведенной массе в традиционных фортепиано достигается за счет расцепления в момент, предшествующий удару молотка по струне, шультера со шпиллером и возвращения молотка за счет упругого усилия, возникающего в момент удара по струне. Таким образом приведенная масса механизма в процессе удара соответствует соотношению (3.22). При возвращении же в исходное положение основная масса механизма, определяемая массой молотка, возвращается в исходное положение самостоятельно под действием упругой силы струнной одежды, а клавиша, фигура и шпиллер, составляя лишь небольшую часть приведенной массы механизма (обычно не более 0,05 кг), удовлетворяют при этом самым жестким требованиям к репетиции механизма, поскольку время их возвращения в исходное положение незначительно.

Следовательно, клавишные механизмы динамических преобразователей должны иметь либо устройства, обеспечивающие расцепление их элементов в момент полного опускания клавиши, либо иметь электрическое устройство, возвращающее механизм в исходное положение ускоренно, например, с помощью электромагнитов, включаемых при отпускании клавиши после ее погружения.

§ 2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ПЕРЕЗАРЯЖАЮЩИМИСЯ КОНДЕНСАТОРАМИ

Многие разработчики ЭМИ пытаются упростить задачу создания динамических клавишных преобразователей, прибегая к частичному ее решению с помощью контактных преобразователей с перезаряжающимися емкостями. При таком решении приведенная масса механизма практически остается незначительной как и у статических преобразователей, а амплитуда выходного сигнала определяется временем движения клавиши. Такие преобразователи использованы в инструментах «Новахорд» [21], «Джоанна» [35]. Некоторые из них описаны также в литературе [15; 41]. Несмотря на разнообразие технических решений таких преобразователей, все они имеют аналогичные динамические характеристики.

Динамический контактный клавишный преобразователь, примененный Траутвейном в инструменте «Новахорд», в несколько упрощенном виде показан на рис. 146. В исходном состоянии конденсатор $C1$ заряжается до напряжения u_1 . По мере движения клавиши $K_{\text{л}}$ под действием силы F происходит размыкание контактов 1—2 и замыкание контактов 2—3. От момента замыкания контактов 2—3 и до размыкания контактов 4—5 происходит разряд конденсатора $C1$ через резисторы $R1$ и $R2$ и частичный заряд конденсатора $C2$. После размыкания контактов 4—5 на конденсаторах $C1$ и $C2$ устанавливается примерно одинаковое напряжение. Далее при замыкании контактов 5—6 происходит медленный разряд конденсаторов $C1$ и $C2$ через входное сопротивление модулятора (на схеме не показан). Ток разряда конденсаторов поддерживает в открытом состоянии модулятор. Напряжение на выходе модулятора будет определяться напряжением модулирующего напряжения $u_{\text{вых}}$, снимаемого с конденсаторов.

При отпускании клавиши $K_{\text{л}}$ контакты 4—5 и 1—2 замыкаются, а 5—6 и 2—3 размыкаются. В результате происходит быстрый разряд конденсатора $C2$ и заряд конденсатора $C1$ до напряжения u_1 . Напряжение на выходе схемы $u_{\text{вых}}$ (на входе модулятора) при этом становится равным нулю.

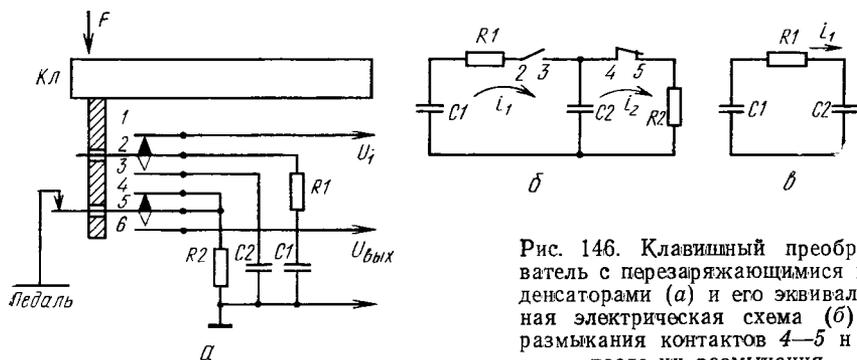


Рис. 146. Клавишный преобразователь с перезаряжающимися конденсаторами (а) и его эквивалентная электрическая схема (б) до размыкания контактов 4—5 и (в) после их замыкания

Если необходимо, чтобы при отпущенной клавише звучание инструмента не прекращалось, то нажатием педали размыкают контакты 4—5; разряд конденсатора C_2 через резистор R_2 в этом случае при отпущенной клавише не происходит. Заряд конденсаторов C_1 и C_2 при нажатой клавише будет определяться временем движения последней, которое в свою очередь зависит от силы удара по клавише. При очень слабом ударе конденсатор C_1 успеет разрядиться почти до нуля и на модулятор поступит малое напряжение, а следовательно, и на выходе модулятора напряжение будет мало. При очень сильных ударах конденсатор C_1 разрядится незначительно и на выходе появится большое напряжение $u_{\text{вых}}$.

Проанализируем динамические характеристики такого клавишного преобразователя с перезаряжающимися конденсаторами. Если учесть, что в исходном состоянии клавиши конденсатор C_1 через резистор R_1 подключен к источнику напряжения u_1 и практически заряжен до напряжения этого источника, то схему на рис. 146, а можно представить эквивалентной схемой на рис. 146, б. Под действием силы удара клавиша опускается, а при погружении ее на глубину x_1 замыкаются контакты 2—3. На глубине x_2 контакты 4—5 размыкаются. Максимальное напряжение на конденсаторе C_2 , появляющееся в результате перезаряда конденсаторов C_1 и C_2 , определяется временем движения клавиши от момента замыкания контактов 2—3 до момента размыкания контактов 4—5.

Рассмотрим переходный процесс в схеме преобразователя от момента замыкания контактов 2—3 до момента размыкания контактов 4—5. В соответствии с рис. 146, б имеем

$$I_1[R_1 + 1/(C_1 p) + 1/(C_2 p)] - I_2/(C_2 p) = u_{c1}(0);$$

$$I_1/(C_2 p) - I_2[R_2 + 1/(C_2 p)] = 0.$$

Ток через резистор R_2 получим

$$I_2(p) = u_{c1}(0) C_1 p / [C_1 C_2 R_1 R_2 p^2 + (C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2) p + 1].$$

Напряжение на входе модулятора равно напряжению u_{c2} на конденсаторе C_2

$$u_{c2} = I_2(p) R_2 = u_{c1}(0) p / \{R_1 C_2 [p^2 + p(R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2)] / (C_1 C_2 R_1 R_2) + 1 / (C_1 C_2 R_1 R_2)\}.$$

Это выражение может быть представлено в виде

$$u_{c2} = u_{c1}(0) p / [R_1 C_2 (p - p_1) (p - p_2)], \quad (6.6)$$

где $p_1 = -1/\tau_1$; $p_2 = -1/\tau_2$ — корни характеристического уравнения.

Используя метод Карсона — Хевисайда и последующие несложные преобразования, найдем

$$u_{C2}(t) = \frac{u_{C1}(0)}{R_1 C_2} \cdot \frac{e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2}}{1/\tau_2 - 1/\tau_1}. \quad (6.7)$$

Постоянные времени будут

$$\tau_{1;2} = \frac{2C_1 C_2 R_1 R_2}{C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2 \mp \sqrt{(C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2)^2 - 4C_1 C_2 R_1 R_2}}. \quad (6.8)$$

Соответственно

$$\tau_1 \tau_2 = C_1 R_1 C_2 R_2; \quad (6.9)$$

$$\tau_1 - \tau_2 = \sqrt{(C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2)^2 - 4C_1 C_2 R_1 R_2}. \quad (6.10)$$

С учетом (6.9) и (6.10) выражение (6.7) примет вид

$$u_{C2}(t) = u_{C1}(0) C_1 R_2 (e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2}) / (\tau_1 - \tau_2). \quad (6.11)$$

Ток $I_1(p)$ получим из формулы:

$$\begin{aligned} I_1(p) &= \frac{u_{C1}(0)}{R_1} \cdot \frac{p[p + 1/(C_2 R_2)]}{p^2 + p(C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2)/(C_1 C_2 R_1 R_2) + 1/(C_1 C_2 R_1 R_2)} = \\ &= \frac{u_{C1}(0)}{R_1} \cdot \frac{p(p + \alpha)}{\{(p - p_1)(p - p_2)\}}, \end{aligned}$$

где $\alpha = 1/(R_2 C_2)$.

Переходя от операторной формы записи к временной, найдем

$$i_1(t) = \{u_{C1}(0)/[R_1(\tau_1 - \tau_2)]\} [(R_1 C_1 - \tau_2) e^{-t/\tau_1} - (R_1 C_1 - \tau_1) e^{-t/\tau_2}]. \quad (6.12)$$

Напряжение на конденсаторе $C1$ можно выразить

$$u_{C1}(t) = i_1(t) R_1 + u_{C2}(t).$$

После вычислений получим

$$u_{C1}(t) = [u_{C1}(0)/(\tau_1 - \tau_2)] [(\tau_1 - R_2 C_2) e^{-t/\tau_1} - (\tau_2 - R_2 C_2) e^{-t/\tau_2}]. \quad (6.13)$$

Найденные соотношения для напряжений u_{C1} и u_{C2} справедливы лишь до момента времени $t \leq t_2$. В момент t_2 размыкаются контакты 4—5 и эквивалентная схема (рис. 146, б) примет вид, показанный на рис. 146, в. Поскольку конденсаторы $C1$ и $C2$ в момент $t = t_2$ заряжены до разного напряжения, а практический интерес представляет напряжение на конденсаторе $C2$, появляющееся в результате перезаряда конденсаторов $C1$ и $C2$ в момент времени $t > t_2$, то определим напряжение на конденсаторе $C2$ при $t \gg t_2$.

Для схемы на рис. 146, в будем иметь

$$I_1(p) = \frac{u_1 - u_2}{R_1} \cdot \frac{p}{p + (C_1 + C_2)/(R_1 C_1 C_2)}.$$

Следовательно,

$$u_{C2}(p) = I_1(p)/(C_2 p) + u_2 = u_2 \frac{p + (u_1 C_1 + u_2 C_2)/(u_2 R_1 C_1 C_2)}{p + (C_1 + C_2)/(R_1 C_1 C_2)}.$$

Здесь

$$u_1 = (u_{C1})_{t=t_2}; \quad u_2 = (u_{C2})_{t=t_2}.$$

При $t \rightarrow \infty$, $\rho \rightarrow 0$.

Установившееся значение напряжения на конденсаторе C_2 при этом будет

$$u_y = (u_1 C_1 + u_2 C_2) / (C_1 + C_2). \quad (6.14)$$

Подставляя выражения (6.11) и (6.13) в выражение (6.14) для значения времени $t=t_2$ и произведя соответствующие преобразования, найдем установившееся напряжение u_y на конденсаторе C_2 после замыкания контактов 4—5 ($t \gg t_2$)

$$u_y = \{u_{C1}(0) C_1 / [(\tau_1 - \tau_2)(C_1 + C_2)]\} (\tau_1 e^{-t/\tau_1} - \tau_2 e^{-t/\tau_2}). \quad (6.15)$$

При анализе переходных процессов здесь время отсчитывалось от момента $t=t_1=0$, соответствующего замыканию контактов 2—3. Однако движение клавиши начинается несколько раньше, т. е. в момент $t=t_H=0$. Время t_{01} от начала движения клавиши до момента замыкания контактов 2—3 при погружении клавиши на глубину x_1 больше нуля ($t_{01} > 0$). До момента замыкания контактов 4—5 от начала движения клавиши пройдет время $t_{02} > t_2$, т. е. $t_2 = t_{02} - t_{01}$.

Если пренебречь влиянием гибкостей элементов механизма и трением, то в соответствии с выражением (6.4) время движения клавиши от момента замыкания контактов 2—3 до момента замыкания контактов 4—5 будет

$$t_2 = t_{02} - t_{01} = \sqrt{nm/F} (\sqrt{x_2} - \sqrt{x_1}). \quad (6.16)$$

Введем обозначение

$$N = \sqrt{nm} (\sqrt{x_2} - \sqrt{x_1}). \quad (6.17)$$

Тогда в соответствии с формулой (6.15) относительное значение напряжения u_y будет

$$\frac{u_y}{u_{y0}} = \frac{\tau_1 e^{-N/(\tau_1 \sqrt{F})} - \tau_2 e^{-N/(\tau_2 \sqrt{F})}}{\tau_1 e^{-N/(\tau_1 \sqrt{F_0})} - \tau_2 e^{-N/(\tau_1 \sqrt{F_0})}}, \quad (6.18)$$

где u_{y0} — значение напряжения u_y при фиксированной силе удара F_0 .

Эта зависимость позволяет построить динамические характеристики идеального клавишного механизма с преобразователем силы удара, содержащим перезаряжающиеся емкости.

Построим характеристики механизма, для чего примем средние значения его параметров: $x_1 = 0,003$ м, $x_2 = 0,007$ м, $m = 0,25$ кг. Величины постоянных времени τ_1 и τ_2 для отдельных значений электрической схемы преобразователя приведены в табл. 22.

Динамические характеристики преобразователя для параметров схемы, приведенных в табл. 22, показаны на рис. 147, а, а их зависимости от величин x_1 и x_2 — на рис. 147, б. Они получены для параметров преобразователя, соответствующих кривым 3

Т а б л и ц а 22. Некоторые значения постоянных времени для различных параметров электрической схемы преобразователя

R_1 , кОм	R_2 , кОм	C_1 , мкф	C_2 , мкф	τ_1 , с	τ_2 , с	Номера кривых на рис. 147, а	
						Удар стаккато	Удар легато
50	10	0,5	0,5	0,031	0,004	5а	5б
10	10	0,5	0,5	0,0132	0,0019	2а	2б
10	5	0,25	0,5	0,005	0,00125	3а	3б
1	1	0,25	0,5	0,00086	0,00019	4а	4б
10	0,1	0,25	0,5	0,00024	0,00005	6а	6б

(см. рис. 147, а). Из полученных соотношений видно, что характеристики преобразователя в значительной мере определяются величинами x_1 и x_2 . Сопоставление кривых клавишных преобразователей с перезаряжающимися конденсаторами с идеализированной динамической характеристикой 1 показывает, что амплитуда выходного сигнала преобразователя с перезаряжающимися емкостями не является однозначной для прикладываемых к клавишам усилий различной формы. Кроме того, ни при каких параметрах схемы характеристика преобразователя не может достаточно близко подойти к идеализированной, что усложняет дозировку интенсивности звука силой удара по клавише. Это значительно снижает достоинства такого преобразователя, несмотря на простоту его конструкции. Тем не менее именно простота конструкции и возможность динамической дозировки звука привлекают внимание разработчиков ЭМИ к таким преобразователям.

Рассмотрим несколько практических схем динамических преобразователей с перезаряжающимися конденсаторами. Схема преобразователя, примененного в электропианино «Джоанна» (США), приведена на рис. 148 [35].

В исходном состоянии преобразователя клавишный контакт 1 контактной группы S находится в нижнем положении 3 (замкнут на землю), конденсаторы C_1 , C_2 , C_3 разряжены и напряжение на выходе преобразователя равно нулю ($u_{\text{вых}}=0$). При нажатии на клавишу контакт 1 переключателя S замыкается с контактом 3, и до тех пор, пока не замкнуты контакты 1—2 происходит заряд конденсатора C_1 через резисторы R_1 и R_5 . Сопротивление резистора $R_5 \ll R_1$ и поэтому скачок напряжения на этом резисторе будет весьма незначительным и он задерживается диодом V_1 таким образом, что конденсатор C_2 почти не зарядится. Поэтому на выход схемы этот скачок практически не попадет.

Если движение контакта 1 будет слишком медленным (удар по клавише весьма слаб), то конденсатор C_1 может зарядиться примерно до 17 В. Процесс заряда будет осуществляться по экспоненте, как показано на рис. 149, а (кривая 1). При замыкании

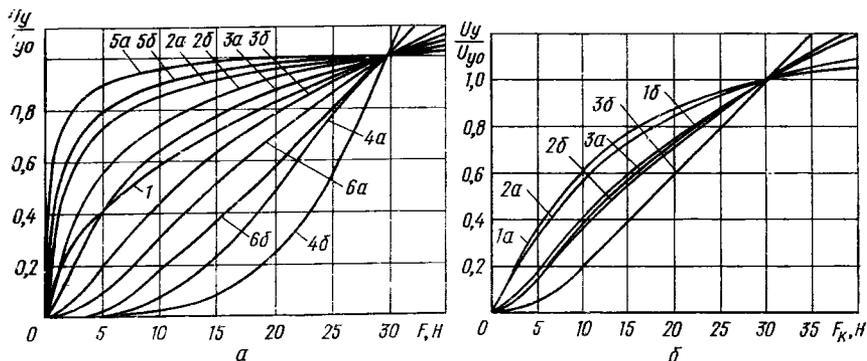


Рис. 147. Динамические характеристики преобразователя:

a — при фиксированных положениях подклавишных контактов; *б* — при изменении положения контактов (1 — $x_1=0,003$ м; $x_2=0,007$ м; 2 — $x_1=0,001$ м; $x_2=0,004$ м; 3 — $x_1=0,001$ м; $x_2=0,007$ м); *a* — при ударах приемом стакката; *б* — при ударах приемом легато; *1* — идеализированная кривая

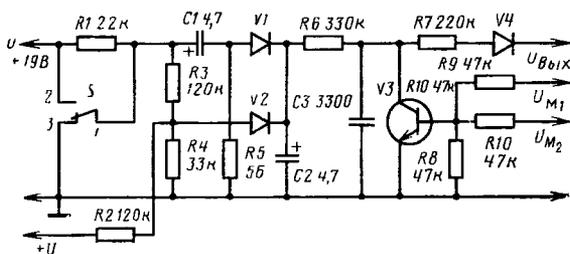


Рис. 148. Электрическая схема динамического преобразователя электронного пианно «Джонна» (США)

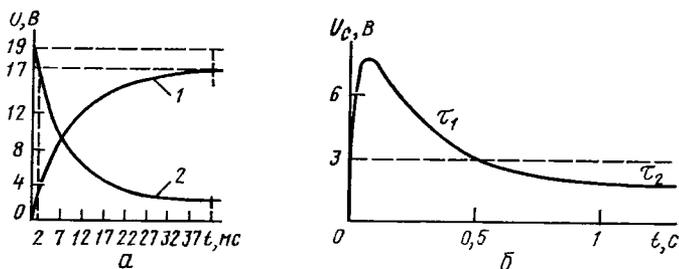


Рис. 149. Кривые переходных процессов в преобразователе: *a* — заряда конденсатора *C1* (кривая 1) и изменения напряжения на резисторе *R1* (кривая 2); *б* — разряда конденсатора *C2*, создающего ударный эффект

контактов 1—2 на положительном электроде $C1$ произойдет скачок напряжения на величину, равную разнице между напряжением, до которого зарядился конденсатор $C1$, и напряжением источника питания $u = 19$ В.

Этот скачок напряжения появится и на диоде $V1$. Диод откроется, и конденсаторы $C1$, $C2$, $C3$ перезарядятся. Конденсатор $C1$ в точке соединения с диодом $V1$ быстро приобретет потенциал, равный нулю, в результате чего диод окажется закрыт. Это не позволит через закрытый диод разрядиться конденсаторам $C2$ и $C3$. Следовательно, их разряд возможен только через диод $V2$, резистор $R4$, модулятор, собранный на транзисторе $V3$, и входное сопротивление схемы (см. рис. 105); в данном случае это сопротивление входа H , на который поступают сигналы также с других преобразователей. Таким образом, напряжение на накопительном конденсаторе $C2$ будет определяться временем движения клавиши и в зависимости от этого времени оно определяется кривой 2 (см. рис. 149, а).

В связи с тем что напряжение, до которого может зарядиться конденсатор $C1$, равно примерно 17 В, а напряжение источника питания 19 В, то даже при бесконечно большом времени заряда при замыкании контактов 1—2 будет передаваться на конденсатор $C2$ некоторое напряжение, которое обеспечит на выходе небольшой электрический сигнал и, следовательно, слабое звучание инструмента. Диод $V2$ служит для создания ударного эффекта (перкуссии). В исходном состоянии в точке его соединения с резисторами $R3$ и $R4$ напряжение составляет около 3 В. Поэтому когда напряжение на конденсаторе $C2$ больше 3 В, он разряжается довольно быстро. Когда это напряжение снизится до 3 В и меньше, диод $V2$ закрывается и конденсатор разряжается только через модулятор и входные цепи формантно-фильтровой системы инструмента, т. е. довольно медленно (рис. 149, б).

Резистор $R2$ служит для подачи на диод $V2$ положительного напряжения для регулировки перкуссии и закрывания диода $V2$ при отпущенной клавише (замкнутых контактах 1—3), т. е. для создания послезвучания (сустейн).

Несмотря на то что электрическая схема динамического клавишного преобразователя электропианино «Джоанна» значительно отличается от схемы преобразователя ЭМИ «Новохорд», анализ схем показывает, что их динамические характеристики аналогичны, как, впрочем, и для других контактных преобразователей с перезаряжающимися конденсаторами. Принципиальное же отличие преобразователя инструмента «Джоанна» заключается в возможности получения сигнала на выходе преобразователя при любой продолжительности нажатия на клавишу, что обусловлено появлением скачка напряжения при замыкании клавишных контактов 1—2. Однако этот скачок при слишком медленном опускании клавиши является неуправляемым.

Динамическая характеристика преобразователя в значительной мере зависит от параметров x_1 и x_2 , т. е. от глубины погруже-

ния клавиши, на которой контакты 1—3 размыкаются, а 1—2 замыкаются.

Рассмотрим еще один вариант выполнения динамического клавишного преобразователя с перезаряжающимися конденсаторами, предложенный Г. Пельтцем [41]. При ненажатой клавише контакты 2—3 находятся в замкнутом состоянии (рис. 150). При этом на шину II, общую, как и другие шины, для всех преобразователей инструмента, подается постоянное напряжение +10 В. Пусть шины I и VI будут заземлены, шина IV подключена к некоторому отрицательному потенциалу, шина V — к положительному, а на шину III подано напряжение -10 В. Тогда на конденсаторе C1 появится напряжение приблизительно равное 8 В, на конденсаторе C2 заряд будет отсутствовать и напряжение на выходе эмиттерного повторителя V5 будет равно нулю. При нажатии на клавишу или ударе по ней разомкнутся контакты 2—3 и конденсатор C1 начнет разряжаться через резистор R2. Чем слабее удар по клавише, тем больше времени пройдет от момента размыкания контактов 2—3 и замыкания контактов 1—3 и тем больше разрядится конденсатор C1. В момент замыкания контактов 1—3 конденсатор C1 через резистор R1 заземляется через шину I. Это создает импульс отрицательного напряжения, который открывает диод V3. Заряд при этом перераспределится между конденсаторами C1 и C2. Конденсатор C1 через резистор R2 разряжается в дальнейшем практически полностью, а конденсатор C2 остается заряженным, так как диод V3 закрывается и не дает ему разрядиться через резисторы R1 и R2. Транзистор V4 остается закрытым, и разряд конденсатора C2 может осуществляться лишь через большое входное сопротивление транзистора V5 и цепочку V6R4. Поэтому такой разряд происходит достаточно медленно и по закону, близкому к экспоненциальному. По такому же закону формируется напряжение на выходе транзистора V5. Амплитуда выходного напряжения зависит от силы удара по клавише.

При подключении шины IV к переменному напряжению, например, к напряжению прямоугольной формы отрицательной по-

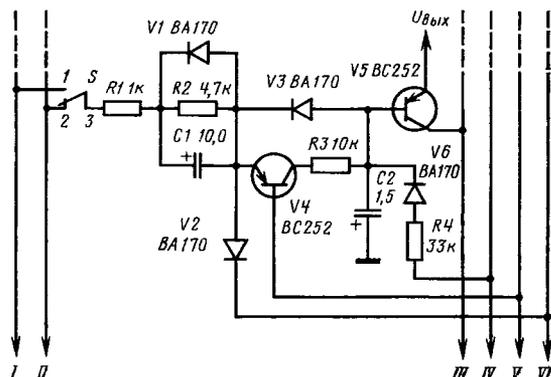


Рис. 150. Схема динамического клавишного преобразователя, предложенная Г. Пельтцем:
I—VI — шины

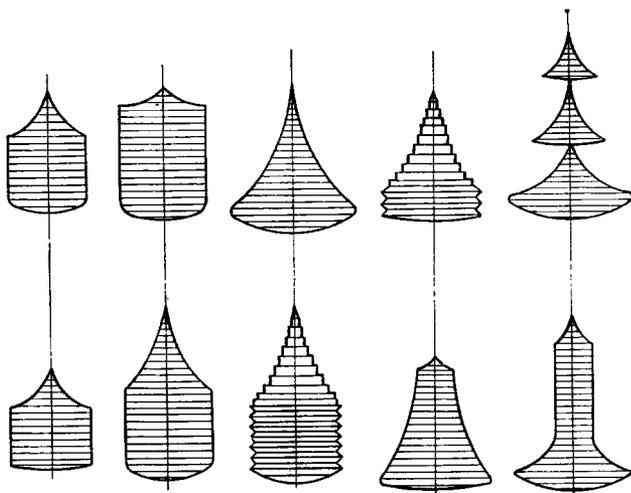


Рис. 151. Формы отгибающих звукового сигнала.

лярности с частотой 20 кГц можно, изменяя его скважность в широких пределах, изменять время разряда конденсатора $C2$ и таким образом изменять время затухания звука.

Если теперь заземлить шину V , а на шину VI подать некоторый положительный потенциал (около 1 В), то при отпуске клавиши и замыкании контактов 2—3 на эмиттере транзистора $V4$ появится положительное напряжение, которое приведет к его открыванию, и конденсатор $C2$ быстро разрядится через этот транзистор и резистор $R3$. Такой разряд создает эффект, аналогичный эффекту демпфирования звука в фортепиано. Степень демпфирования можно регулировать, если шину VI соединить с заземленным проводом через переменный резистор.

Изменяя положительное напряжение на шине II и подавая переменное напряжение прямоугольной формы и отрицательной полярности частотой примерно 20 кГц на шину I , можно на выходе схемы получать различные сигналы органного типа, поскольку переменным напряжением с шины I будет постоянно подзарядаться конденсатор $C2$. В зависимости от соотношений напряжений на шинах I и II можно получить желаемый перкуссионный эффект. Длительность атаки выходного напряжения можно изменять путем изменения скважности напряжения на шине I . Если при этом напряжение на шине II сделать достаточно малым, то можно получить очень мягкую атаку.

При подаче на шину IV переменного сигнала частотой не 20 кГц, а 5—10 Гц и в случае его положительной полярности можно получить эффект тремоло или амплитудного вибрато.

Таким образом, эта относительно простая схема позволяет в значительной мере решить проблему получения различных форм

огибающих звукового сигнала. На рис. 151 приведены некоторые формы огибающих, полученные Г. Пельтцем.

В рассмотренной схеме при подключении к ней модулятора с большим входным сопротивлением транзистор *V5* может отсутствовать.

Очень важным условием нормальной работы динамических клавишных преобразователей с перезаряжающимися емкостями является правильность регулировки и точность работы переключающих клавишных контактов. При конструировании клавишных механизмов таких устройств необходимо стремиться обеспечить срабатывание размыкающего (нормально-замкнутого) контакта при наименьшем погружении клавиши, а замыкающего (нормально-разомкнутого) при достаточно большом погружении клавиши. Первое срабатывание должно производиться при погружении клавиши на 1,5—2,0 мм, второе — на 6,5—7,0 мм, т. е. ход клавиши между размыканием одной пары контактов и замыканием другой должен составлять примерно 5 мм. Нужно иметь в виду, что разброс этих значений приведет к разбросу динамических характеристик (см. рис. 147, б), что может сделать инструмент непригодным для игры. Поэтому устанавливать контакты следует в местах, где клавиша имеет наибольший ход, чтобы снизить погрешность от неточности срабатываний.

Одним из решений такой задачи может быть применение клавиш с удлиненными задними рычагами. Так, если задний рычаг от оси вращения до места установки контактов в два раза длиннее переднего (игрового) конца клавиши, то свободный ход между срабатываниями контактов составляет уже не 5, а 10 мм.

Как уже отмечалось, динамические преобразователи с перезаряжающимися емкостями не решают проблемы построения электронных фортепиано. Однако преимущества их перед статическими преобразователями очевидны.

§ 3. ДИНАМИЧЕСКИЕ КЛАВИШНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С НАКОПИТЕЛЬНЫМ КОНДЕНСАТОРОМ

Основными недостатками преобразователей с перезаряжающимися конденсаторами являются несоответствие их динамической характеристики характеристике идеализированной, зависимость динамической характеристики от характера удара по клавише (стаккато, легато и др.), от глубины срабатывания размыкающих и замыкающих клавишных контактов. Поэтому контактные системы преобразователей иногда пытаются заменить бесконтактными системами, т. е. датчиками.

Датчики динамических клавишных преобразователей с накопительными конденсаторами. Для удобства рассуждений представим, что датчик силы удара выдает на выходе импульсы, повторяющие по форме импульсы прикладываемых к клавише усилий, вольт-секундная площадь которых равна

$$s = Ut_{и}, \quad (6.19)$$

где $t_{и}$ — длительность импульса; U — амплитуда напряжения импульса.

В этом случае, если вольт-секундная площадь импульса с изменением силы удара по клавише остается постоянной, то длительность импульса будет пропорциональна времени движения клавиши $t_{д}$

$$t_{и} = kt_{д}, \quad (6.20)$$

где k — постоянный коэффициент.

В соответствии с выражениями (6.19) и (6.20) можем записать

$$U/U_0 = st_{до}/s_0t_{д}, \quad (6.21)$$

где U_0 , s_0 , $t_{до}$ — амплитуда импульса, его вольт-секундная площадь и время движения клавиши, соответствующие фиксированной силе удара F_0 .

С учетом выражения (6.4) уравнение (6.21) можно представить в виде

$$\frac{U}{U_0} = \frac{s}{s_0} \sqrt{\frac{F}{F_0}} = \frac{s}{s_0} \sqrt{\frac{F_{к}}{F_{к0}}}, \quad (6.22)$$

где $F_{к}$, $F_{к0}$ — значения прикладываемых к клавише усилий в конце движения клавиши при произвольной и фиксированной силах удара.

Сопоставляя это выражение с формулой (6.1), можно сделать вывод, что если вольт-секундная площадь импульса не изменяется ($s = s_0$), то зависимость амплитуды импульса от силы удара по клавише будет совпадать с идеализированной характеристикой (6.1).

Рассмотренные ранее датчики статических клавишных преобразователей (см. рис. 141) являются датчиками перемещений. Как следует из выражения (3.20), датчики динамических клавишных преобразователей должны быть датчиками скорости. Следовательно, сигналы, получаемые с помощью датчиков статических преобразователей, можно применять и в динамических преобразователях, если их предварительно продифференцировать и если выполняется условие постоянства вольт-секундной площади получаемых таким образом импульсов.

На практике более удобными оказываются датчики, выдающие непосредственно сигналы, зависимость которых от силы удара близка к идеализированной, а вольт-секундная площадь, следовательно, является постоянной, так как ход клавиши (глубина погружения) постоянен и не зависит от силы удара. Такими датчиками являются, например, индукционные. Действительно, не интересуясь пока формой импульса ЭДС, получаемого с датчика, и предполагая, что датчик жестко расположен относительно клавиши, выдаваемую им ЭДС можно выразить уравнением

$$E = - \Delta\phi/\Delta t. \quad (6.23)$$

Поскольку изменение потокосцепления $\Delta\psi$ зависит в нашем случае лишь от глубины погружения клавиши x и при постоянной глубине $\Delta\psi = \text{const}$, то

$$s = E\Delta t = \text{const}, \quad (6.24)$$

а поэтому уравнение (6.22) совпадает для индукционного датчика с выражением (6.1), т. е. динамическая характеристика индукционного датчика совпадает с идеализированной. Очевидно, и для любого другого датчика динамическая характеристика будет совпадать с идеализированной при условии постоянства вольт-секундной площади импульса ($s = \text{const}$).

Однако выполнение этих условий для датчика еще недостаточно для совпадения динамической характеристики преобразователя в целом с идеализированной поскольку активные сопротивления в цепи заряда накопительной емкости и ограниченность мощности датчика приводят к увеличению времени ее заряда. Так, если датчик выдает импульсы ЭДС, повторяющие по форме импульсы силы, действующей на клавишу в процессе ее движения, и если постоянная времени цепи заряда накопительной емкости равна, например, 0,1 с, то при длительности импульсов 0,05 с, соответствующих силе удара $F = F_0 = 30$ Н, и неизменности вольт-секундной площади форма импульсов будет меняться с изменением силы удара. Например, при ударах приемом стаккато или при ударах приемом легато она будет принимать вид, показанный на рис. 152, а и б соответственно. За время действия импульсов с амплитудами напряжений U_1, U_2, U_3 накопительный конденсатор зарядится соответственно до напряжений U_{C1}, U_{C2}, U_{C3} . Динамическая характеристика в этом случае примет вид, показанный на рис. 153. Характеристики при ударах стаккато 1 и легато 2 при этом не совпадают, и, кроме того, обе они достаточно далеко отстоят от желаемой идеализированной 3.

Если датчик (индукционный, пьезоэлектрический или другой) не связывать с клавишей, а поместить, например, под молоток клавишного механизма фортепиано, то амплитуды создаваемых импульсов в зависимости от скорости молотка будут соответство-

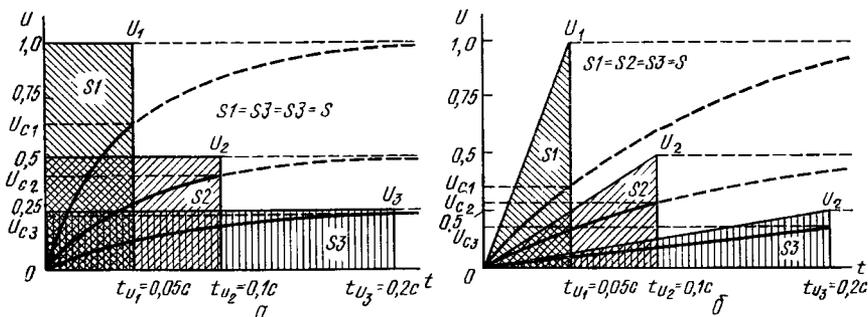


Рис. 152. Изменение формы идеальных импульсов с изменением силы удара: а — при ударах приемом стаккато; б — при ударах приемом легато

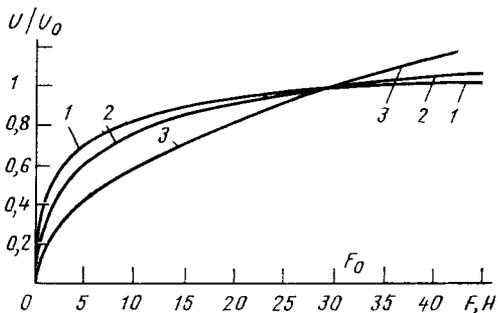


Рис. 153. Динамические характеристики преобразователя с накопительным конденсатором:

1 — при игре легато; 2 — при игре стаккато; 3 — идеализированная

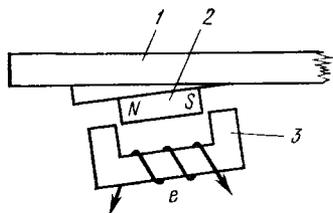
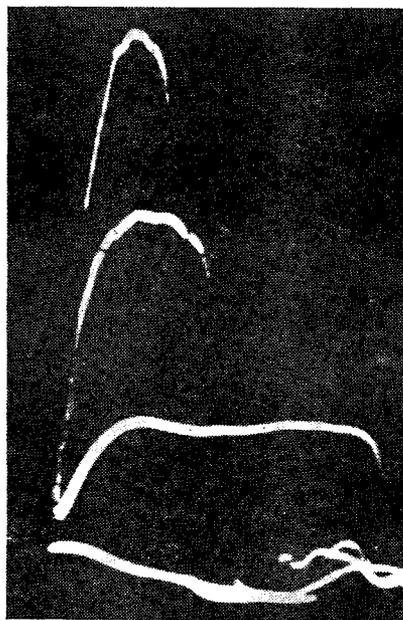


Рис. 154. Индукционный датчик:

1 — клавиша; 2 — ярлык (постоянный магнит); 3 — магнитопровод с катушкой



а



б

Рис. 155. Осциллограммы импульсов э. д. с., получаемых с индукционного датчика при ударах приемом стаккато и легато (а) и зависимость их формы от силы удара по клавише (б)

вать уравнению (6.1). Но длительность импульса будет очень небольшой и мало зависящей от силы удара. Форма импульсов не будет зависеть от приема игры. В этом отношении условия приближения динамической характеристики к идеализированной улучшаются. Однако малая длительность импульсов требует в этом случае уменьшения емкости накопительного конденсата с целью уменьшения времени его заряда, что накладывает дополнительные требования к цепи заряда конденсатора и модулятору напряжения.

На рис. 154 приведена возможная конструкция индукционного датчика клавишного преобразователя ЭМИ. Якорь 2 датчика, представляющий собой постоянный магнит, прикреплен непосредственно к клавише 1. Перемещаясь вместе с клавишей, постоянный магнит создает изменяющийся магнитный поток в магнитопроводе 3 с помещенной на него катушкой. Это наводит в катушке импульс ЭДС. Формы импульсов при правильном взаимном расположении якоря и магнитопровода можно получить при ударах стаккато, близкие к прямоугольным, а при ударе легато — к линейно нарастающим (рис. 155, а). Зависимость формы импульсов от силы удара по клавише для такого датчика иллюстрируется осциллограммами рис. 155, б. Кстати, из осциллограмм видно, что с изменением силы удара вольт-секундные площади импульсов практически не изменяются.

Другой разновидностью индукционного датчика является датчик, используемый совместно с клавишным механизмом пианино. При ударе молотка 4 (рис. 156) по жесткой прокладке 3 штанга 2 приходит в движение вокруг оси 1. Укрепленный на конце штанги постоянный магнит 5 при движении вдоль магнитопровода 6 изменяет в нем магнитный поток и вызывает появление на выходе датчика ЭДС. Точку удара молотка по штанге необходимо выбирать таким образом, чтобы направление усилия его удара проходило через центр тяжести штанги с магнитом. Несоблюдение этого условия вызовет большую ударную нагрузку на ось и появление вибрации оси, что может приводить к наведению ЭДС на соседних датчиках.

При использовании пьезоэлектрического датчика, в качестве которого может служить керамика титаната бария, молоток механики должен ударять непосредственно по датчику, укрепленному на жесткой опоре.

Преобразователь с жесткой обратной связью. Преобразователи силы удара по клавише с накопительной емкостью обычно строят по схеме, аналогичной со статическими преобразовате-

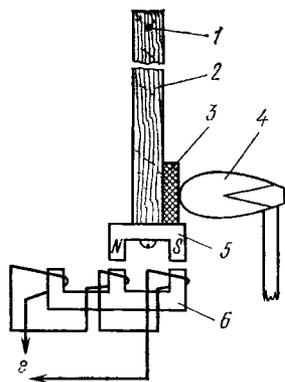


Рис. 156. Индукционный датчик, используемый вместе с клавишным механизмом пианино:

1 — ось; 2 — штанга; 3 — прокладка жесткая; 4 — молоток; 5 — магнит постоянный; 6 — магнитопровод

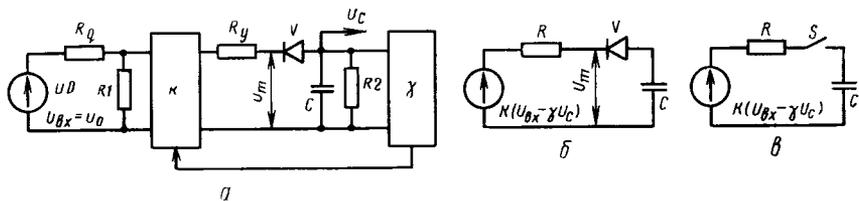


Рис. 157. Схема преобразователя с жесткой отрицательной обратной связью (а) и ее эквивалентная схема без учета идеализации (б) и при идеализации (в) диода

лями, где сигнал на вход схемы подается с датчика. Что касается применения системы педализации и устройств регулировки атаки и затухания звука, то здесь соблюдается практически полная аналогия. Однако, как показали многочисленные опыты, простое включение накопительной емкости через разделительный диод не позволяет получить динамическую характеристику преобразователя, достаточно близкую к идеализированной, что связано в первую очередь с порогам, обусловленными нелинейностью разделительных диодов, недостаточной длительностью импульсов с датчиков для заряда накопительной емкости и зависимостью формы импульса от силы удара и приемов игры. Все это делает непригодными для использования в электрофортепиано преобразователей без обратных связей, особенно при игре пиано и пианиссимо. Поэтому нами были исследованы схемы преобразователей с отрицательной обратной связью, охватывающей накопительный элемент и разделительный диод.

Звуковой сигнал с датчика ИД поступает через усилитель с коэффициентом усиления K и разделительный диод V на накопительный конденсатор C (рис. 157, а). Пока напряжение на конденсаторе мало по сравнению с напряжением входного импульса, цепь жесткой обратной связи с коэффициентом передачи γ практически не действует и конденсатор заряжается достаточно мощным и большим по амплитуде импульсом. С ростом напряжения на накопительном конденсаторе начинает действовать отрицательная обратная связь, ограничивая его дальнейший заряд. В результате накопительный конденсатор заряжается до некоторого значения, равного или пропорционального напряжению входных импульсов.

Резисторы R_q и R_y обозначают выходные сопротивления датчика и усилителя, а резисторы R_1 и R_2 — входные сопротивления усилителя и цепи обратной связи соответственно. Если сопротивление цепи обратной связи R_2 достаточно велико (что практически имеет место, так как использование цепи обратной связи с малым сопротивлением R_2 приведет к быстрому разряду конденсатора), схема преобразователя с жесткой отрицательной связью может быть упрощена (рис. 157, б). В случае идеализации диода

(рис. 157, в) и прямоугольной формы входного напряжения эта схема при условии $u_{вх} = u = \text{const}$ опишется уравнением

$$K(u - \gamma u_c) - Ri - u_c = 0, \quad (6.25)$$

где R — внутреннее сопротивление эквивалентного источника сигнала.

С учетом ненулевых начальных условий $\left(u_c = \frac{1}{C} \int idt + u_{c0}\right)$ это уравнение примет вид

$$Ku - Ri - \frac{1 + \gamma K}{C} \int idt - u_{c0}(1 + \gamma K) = 0$$

или в операторной форме

$$Ku = Ri(p) - I(p)(1 + \gamma K)/(Cp) - u_{c0}(1 + \gamma K) = 0,$$

откуда

$$I(p) = \frac{Ku - u_{c0}(1 + \gamma K)}{R} \cdot \frac{p}{p + (1 + \gamma K)/(RC)}.$$

Переходя к функции времени с учетом преобразования Карсона — Хевисайда найдем

$$i(t) = \frac{Ku - u_{c0}(1 + \gamma K)}{R} e^{-\frac{t}{RC}(1 + \gamma K)}. \quad (6.26)$$

Подставляя выражение (6.26) в формулу (6.25), получим

$$u_c = \frac{Ku}{1 + \gamma K} \left[1 - e^{-\frac{t}{RC}(1 + \gamma K)} \right] + u_{c0} e^{-\frac{t}{RC}(1 + \gamma K)}, \quad (6.27)$$

где $RC/(1 + \gamma K) = \tau_a$ — постоянная времени цепи заряда накопительного конденсатора при наличии цепи обратной связи; u_{c0} — заряд накопительного конденсатора к началу действия на схему импульса с датчика.

Напряжение на накопительном конденсаторе достигнет максимального значения к моменту окончания действия импульса, т. е. в момент $t = t_n$. Следовательно, максимальное напряжение, появляющееся на накопительном конденсаторе за время действия импульса, можно представить выражением

$$u_{cm} = \frac{Ku}{1 + \gamma K} \left(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_a}} \right) + u_{c0} e^{-\frac{t_n}{\tau_a}}. \quad (6.28)$$

Вследствие уменьшения постоянной времени при введении отрицательной обратной связи в $(1 + \gamma K)$ раз характеристика преобразователя пройдет значительно ближе к идеализированной, чем при ее отсутствии.

Оценим влияние нелинейности вольт-амперной характеристики диода на процесс заряда накопительного конденсатора. С достаточной для практических целей точностью характеристика полупроводникового диода может быть описана уравнением

$$I = I_0 \left(e^{\frac{u_m - u_c}{\Phi_T}} - 1 \right), \quad (6.29)$$

где I_0 — обратный ток диода; u_m — напряжение, подводимое к диоду; $\Phi_T = kT/q$; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; q — заряд электрона.

Учет влияния вольт-амперной характеристики диода превращает дифференциальное уравнение цепи в нелинейное первого порядка, неразрешенное относительно производной. В общем виде такое уравнение не решается. Его можно решить приближенно при аппроксимации характеристики диода прямой линией, а также если принять скорость заряда накопительного конденсатора du_c/dt постоянной или выходное сопротивление усилителя равным нулю.

При больших напряжениях на диоде его сопротивление становится незначительным и мало зависящим от тока, протекающего через диод. Тогда переходной процесс в схеме может быть приближенно описан уравнением (6.28). Однако при малых токах диода его сопротивление оказывается много больше выходного сопротивления усилителя ($r_d \gg R_y$). В этом случае сопротивлением $R_y = R$ (рис. 157, б) можно пренебречь. Тогда цепь опишется уравнениями

$$Cdu_c/dt = I_0 \left(e^{\frac{u_m - u_c}{\Phi_T}} - 1 \right); \quad (6.30)$$

$$u_m = K(u - \gamma u_c) - RCdu_c/dt \approx K(u - \gamma u_c). \quad (6.31)$$

Из уравнений (6.30) и (6.31) найдем

$$\frac{du_c}{\frac{Ku - u_c(1 + \gamma K)}{e^{\frac{u_m - u_c}{\Phi_T}} - 1}} = \frac{I_0}{C} dt. \quad (6.32)$$

Интегрируя выражение (6.32) и проведя дальнейшие его преобразования, получим

$$u_c = \frac{Ku}{1 + \gamma K} + \frac{\Phi_T}{1 + \gamma K} \ln \left[1 - e^{-\frac{I_0 t (1 + \gamma K)}{C \Phi_T}} \left(1 - e^{\frac{u_{c0} (1 + \gamma K) - uK}{\Phi_T}} \right) \right]. \quad (6.33)$$

Относительная погрешность заряда накопительного конденсатора с учетом нелинейности диода может быть выражена как отношение разности напряжений при длительности действующего на схему импульса $t = \infty$ и длительности реального импульса $t = t_n$ к напряжению при длительности импульса $t = \infty$, т. е.

$$\delta u_c = \frac{Ku/(1 + \gamma K) - u_{cm}}{Ku/(1 + \gamma K)}. \quad (6.34)$$

Относительная погрешность заряда тем меньше, чем больше напряжение входного сигнала u , коэффициент усиления K , коэф-

коэффициент обратной связи γ и длительность импульса $t = t_{и}$. Полученные соотношения как для случая идеализации диода (6.27), так и с учетом влияния его нелинейности (6.33) показывают, что при достаточно большом произведении γK относительная погрешность заряда конденсатора будет малой и максимальное напряжение на нем приближенно можно выразить

$$u_{сг} \approx Ku/(1 + \gamma K) \approx u/\gamma. \quad (6.35)$$

Характеристика преобразователя в этом случае практически совпадает с идеализированной.

Коэффициент усиления по напряжению цепи обратной связи γ уменьшает максимальное значение напряжения $u_{сг}$ в γ раз. Поэтому при выборе параметров схемы увеличивать произведение γK за счет увеличения γ не всегда целесообразно. Однако большой коэффициент усиления K при больших входных сигналах может привести к глубокому насыщению усилителя в момент воздействия входного импульса (т. е. когда $u_c \approx 0$ и обратная связь еще не действует), так как напряжение усиленного сигнала не может превысить напряжения источника питания, которое для транзисторных схем обычно не превосходит нескольких десятков вольт (исключения составляют транзисторы КТ605А и КТ605Б, выдерживающие максимальное напряжение коллектор — эмиттер до 250 В). Насыщение же усилителя приводит к уменьшению произведения γK за счет уменьшения коэффициента усиления K . Соответственно увеличится постоянная времени заряда, а следовательно, увеличится и относительная погрешность заряда. Поэтому, когда амплитуда входного импульса достаточно велика, может оказаться целесообразным увеличить произведение γK за счет увеличения коэффициента передачи цепи обратной связи γ .

Преобразователь с гибкой обратной связью при воздействии на вход импульсов прямоугольной формы. Схема с жесткой обратной связью (см. рис. 157, а) вследствие накопления заряда на накопительном конденсаторе от постоянного воздействия обратной связи становится мало- или совсем нечувствительной к быстро повторяющимся ударам по клавише. Кроме того, при использовании в цепи обратной связи биполярных транзисторов накопительные конденсаторы могут постоянно подзарядиться токами баз этих транзисторов, что недопустимо при нормальной работе схемы. Поэтому для разделения по постоянному току цепи обратной связи последнюю включают через конденсатор, т. е. вводят гибкую обратную связь (рис. 158, а). Причем постоянная времени цепи обратной связи должна быть достаточно большой, чтобы обеспечить ее действие в процессе поступления импульса с датчика, но не настолько большой, чтобы заметно ослабить воздействие на схему последующих быстро повторяющихся импульсов. Приемлемой можно считать постоянную времени этой цепи, в 5—10 раз превышающую длительность импульса с датчика при максимальной силе удара.

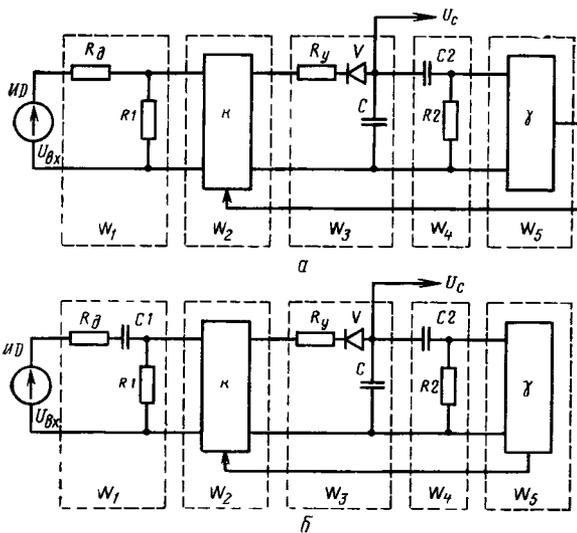


Рис. 158. Схемы преобразователя с гибкой обратной связью:

a — при непосредственной связи датчика с преобразователем; *б* — при связи датчика через разделительный конденсатор

Передаточную функцию схемы на рис. 158, *a* можно выразить

$$W(p) = W_1 W_2 W_3 / (1 + W_2 W_3 W_4 W_5), \quad (6.36)$$

где

$$\begin{aligned} W_1(p) &= R_1 / (R_d + R_1); \\ W_2(p) &= K; \\ W_3(p) &= 1 / (1 + R_y C p) = 1 / (1 + T_y p); \\ W_4(p) &= R_2 C_2 p / (R_2 C_2 p + 1) = T_2 p / (1 + T_2 p); \\ W_5(p) &= \gamma; \\ T_y &= R_y C; \quad T_2 = R_2 C_2. \end{aligned}$$

Влиянием диода будем пренебрегать, поскольку в момент заряда накопительного конденсатора он находится в открытом состоянии и при достаточно большом произведении γK (как установлено ранее) его влияние может быть незначительным.

Подставляя значения передаточных функций в выражение (6.36), получим

$$W(p) = MK(1 + T_2 p) / [(1 + T_y p)(1 + T_2 p) + \gamma K T_2 p], \quad (6.37)$$

где $M = W_1 = R_1 / (R_d + R_1)$.

Переходную функцию по напряжению можно найти, воспользовавшись формулой разложения. Тогда после несложных преобразований получим

$$W(t) = MK \left\{ 1 + \frac{1}{2T_y b} \left[\left(\frac{1}{T_2 p} + 1 \right) e^{p_1 t} - \left(\frac{1}{T_2 p} + 1 \right) e^{p_2 t} \right] \right\}, \quad (6.38)$$

$$\text{где } p_{1;2} = -\frac{1}{2} \left(\frac{1+\gamma K}{T_y} + \frac{1}{T_2} \right) \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{1+\gamma K}{T_y} + \frac{1}{T_2} \right)^2 - \frac{1}{T_y T_2}} = a \pm b. \quad (6.39)$$

В выражении (6.39) практически $\gamma K > 1$, $b > 0$ и p_1 и p_2 — действительные числа.

Напряжение на накопительном конденсаторе можно выразить следующим образом:

$$u_c(t) = uW(t), \quad (6.40)$$

где u — амплитуда напряжения прямоугольного импульса на входе схемы.

Из расчетных кривых переходной функции (рис. 159, а), полученных по формуле (6.38), следует, что при слишком малой величине коэффициента T_2 напряжение на накопительном конденсаторе сильно зависит от длительности входного импульса. При достаточно большом T_2 эту зависимость можно сделать незначительной. При $T_2 \rightarrow \infty$ переходной процесс будет аналогичен переходному процессу в схеме с жесткой обратной связью при сохранении присущих ей недостатков, а переходная функция будет близка к предельному значению $K/(1+\gamma K)$.

Влияние коэффициента T_y на переходной процесс в такой схеме можно видеть из рис. 159, б. Из этого же рисунка следует, что

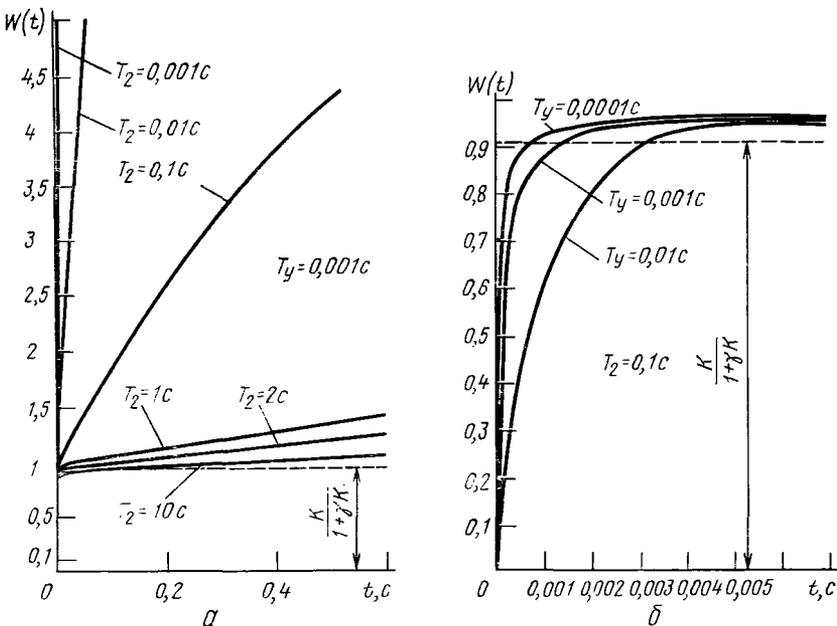


Рис. 159. Переходные функции (а) и их начальные участки (б) для схемы преобразователя (см. рис. 158, а)

при постоянной длительности входного импульса отношение напряжения на накопительном конденсаторе к амплитуде напряжения импульса, поступающего с датчика, будет сохраняться постоянным. Такая схема пригодна при использовании ее, например, с датчиком пьезоэлектрическим или при определенных условиях с индукционным, выполненным в соответствии с рис. 156.

Однако при слишком малой длительности импульса и достаточно большой величине коэффициента T_y напряжение недозаряда накопительного конденсатора может быть таким значительным, что на крутом начальном участке переходной функции (см. рис. 159, б) приведет к нестабильности схемы.

Поэтому величина коэффициента T_2 должна быть настолько малой, чтобы обеспечить заряд накопительного конденсатора до напряжения, близкого к значению, определяемому предельной величиной переходной функции $K/(1+\gamma K)$.

В связи с тем что при использовании индукционного датчика (см. рис. 154) длительность импульса зависит от силы удара по клавише, то с целью исключения роста напряжения на накопительном конденсаторе свыше значения $u_{cm} = uK/(1+\gamma K)$ по мере заряда конденсатора C_2 бывает целесообразно применять разделительный конденсатор C_1 на входе схемы (см. рис. 158, б). Передаточная функция $W_1(p)$ в этом случае выразится соотношением

$$W_1(p) = \frac{R_1 C_1 p}{(R_1 + R_d) C_1 p + 1} = \frac{T_1 p}{1 + T_3 p}, \quad (6.41)$$

где $T_1 = R_1 C_1$; $T_3 = (R_1 + R_d) C_1$.

Передаточная функция всего устройства будет

$$W(p) = \frac{KT_1 p (1 + T_2 p)}{(1 + T_3 p) [(1 + T_y p) (1 + T_2 p) + \gamma K T_2 p]}. \quad (6.42)$$

Решение уравнения (6.42) примет вид

$$\begin{aligned} W(t) = & \frac{KT_1}{2[T_2 T_y / T_3 - T_2(1 + \gamma K) - T_y + T_3] b} \times \\ & \times \left\{ 2 \left(1 - \frac{T_2}{T_3} \right) b e^{-p_1 t} + \left[\frac{1}{2T_3} - \frac{\gamma K - 1}{2T_y} - \frac{1}{2T_2} - \frac{T_2(1 + \gamma K)}{2T_3 T_y} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \left(1 - \frac{T_2}{T_3} \right) b \right] e^{p_2 t} - \left[\frac{1}{2T_3} - \frac{\gamma K - 1}{2T_y} - \frac{1}{2T_2} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{T_2(1 + \gamma K)}{2T_3 T_y} + \left(1 - \frac{T_2}{T_3} \right) b \right] e^{p_3 t} \right\}. \quad (6.43) \end{aligned}$$

Здесь p_1, p_2 — то же, что и в выражении (6.39), а $p_3 = -1/T_3$.

Влияние коэффициента T_3 на форму переходного процесса показано на рис. 160, а. Начальный участок характеристик приведен на рис. 160, б. При построении схемы предполагалось, что $R_1 \gg R_d$ и, следовательно, $T_1 \approx T_3$. Здесь кривая а соответствует

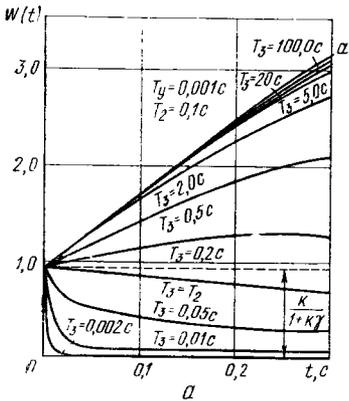
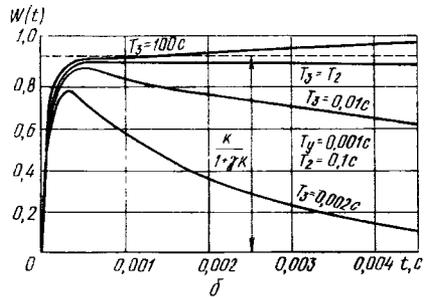


Рис. 160. Переходные функции (а) и их начальные участки (б) для схемы преобразователя (см. рис. 158, б)



переходному процессу для случая короткого замыкания конденсатора $C1$, т. е. одной из кривых на рис. 159, а.

Влияние на переходной процесс коэффициента T_{γ} в этом случае можно видеть из рис. 161.

Электрическая схема преобразователя с гибкой отрицательной обратной связью, реализующая схему при непосредственной связи датчика с преобразователем (см. рис. 158, а), приведена на рис. 162. При ударе по клавише пьезоэлектрический датчик B выдает импульс отрицательной полярности, который поступает на вход усилителя, собранного на транзисторах $V1$ и $V2$. Усиленный по напряжению и мощности и преобразованный по фазе импульс через диод $V3$ заряжает накопительный конденсатор $C4$. Разряд конденсатора осуществляется через модулятор, выполненный на полевых транзисторах $V4$ и $V5$. С модулятора сигнал поступает на истоковый повторитель (см. транзистор $V8$ и резисторы $R17$ и $R18$). Вследствие того что модулятор выполнен на полевых транзисторах, на управляющие затворы которых модулирующие сигналы u_1 и u_2 подаются в противофазе, такой модулятор имеет весьма большое сопротивление, ибо в момент, когда один транзистор открыт, другой находится в закрытом состоянии.

Демпфирование сигнала осуществляется при опускании клавиши и замыкании подклавишных контактов $S1$, что приводит к открыванию транзистора $V7$ и разряду конденсатора $C4$ через цепочку $R14V7$. Выключение демпфирующей цепи осуществляется путем нажатия педали и размыкания контактов $S2$.

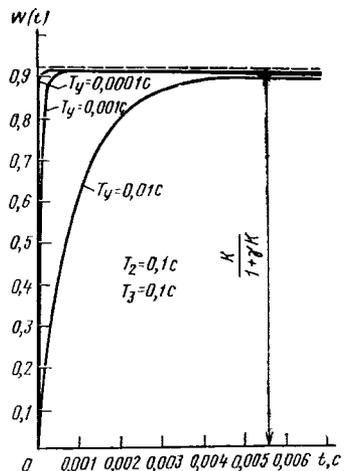


Рис. 161. Зависимость переходных функций схемы (рис. 158, б) от величины T_{γ}

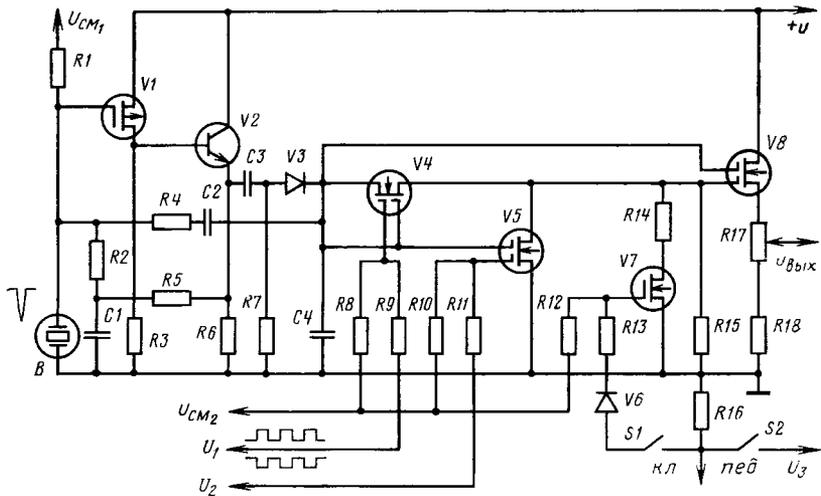


Рис. 162. Электрическая схема преобразователя с гибкой отрицательной обратной связью, реализующая функциональную схему (рис. 158, а)

Электрическая схема преобразователя с гибкой отрицательной обратной связью, реализующая функциональную схему (см. рис. 158, б), в которой использованы индукционный датчик, включенный через разделительный конденсатор, и модулятор на биполярных транзисторах, приведена на рис. 163.

Импульс с датчика *B* через конденсатор *C1* поступает на усилитель, собранный на транзисторах *V1*, *V2*, *V3*. С усилителя через конденсатор *C3* и диод *V4* усиленный импульс поступает на накопительный конденсатор *C5*. Гибкая обратная связь осуществляется через конденсатор *C6* и каскад усиления на транзисто-

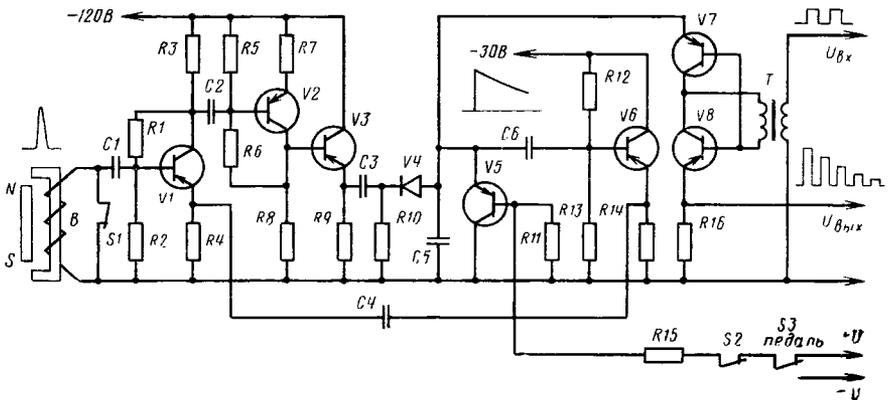


Рис. 163. Электрическая схема преобразователя, реализующая функциональную схему (см. рис. 158, б)

ре V_6 . Когда напряжение на конденсаторе C_5 станет близким к амплитудному значению напряжения входного импульса, напряжение обратной связи через элементы C_6 , V_6 , C_4 поступает на эмиттер транзистора V_1 и запирает усилитель. Напряжение с конденсатора C_5 поступает на модулятор, собранный на транзисторах V_7 , V_8 , с которого экспоненциально затухающее напряжение звуковой частоты подается на выход преобразователя.

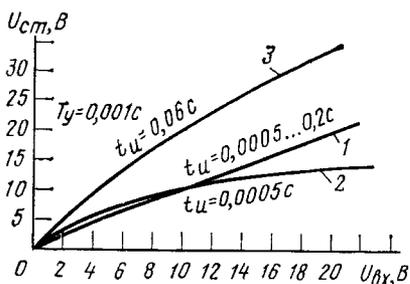


Рис. 164. Экспериментальные характеристики преобразователя:

1 — с гибкой обратной связью при $T_3 = 0,8 T_2$; 2 и 3 — без обратной связи

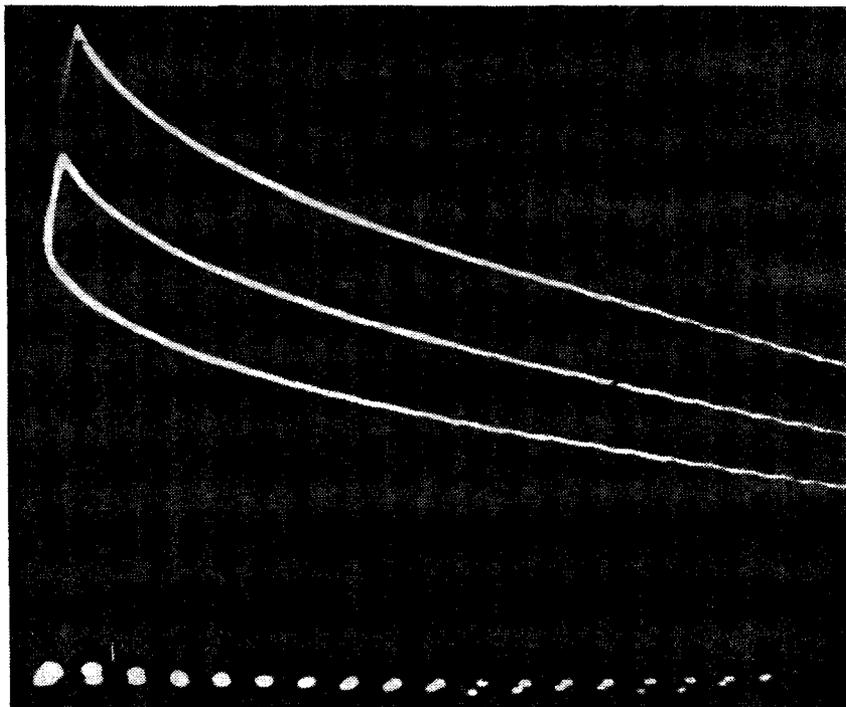
Инверсно-включенный кремниевый транзистор V_5 служит для разряда накопительного конденсатора при освобождении клавиши и педали.

Экспериментальные амплитудные характеристики 1 (рис. 164) преобразователя получены при значениях $T_3 = 0,8 T_2$. Для сравнения приведены характеристики 2 и 3, снятые при отключении обратной связи. Видим, что для схемы с обратной связью эти характеристики линейны и совпадают при изменении длительности импульсов, поступающих на вход схемы, от 0,0005 до 0,2 с, т. е. в 400 раз. При отсутствии обратной связи амплитудные характеристики становятся нелинейными и сильно зависят от длительности поступающих на вход схемы импульсов.

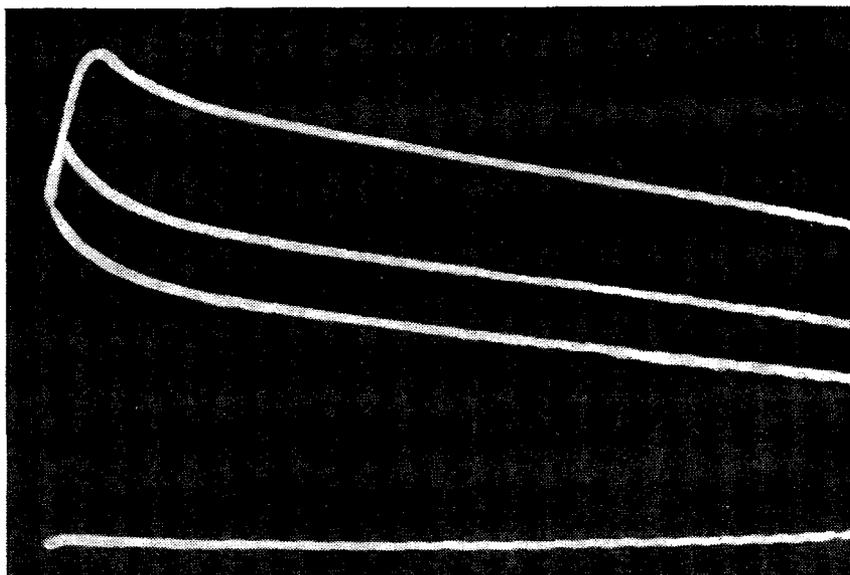
Осциллограммы заряда накопительного конденсатора приведены на рис. 165, а. Ход луча на экране осциллографа от оси абсцисс до начальной точки (предельного значения) незаметен в связи с большой скоростью заряда конденсатора до его предельного значения. Это время составило около 100 мкс. Для относительно небольшого времени с начала действия импульса (около 0,02 с), когда конденсатор C_1 еще практически не заряжен, процесс заряда накопительного конденсатора происходит аналогично процессу заряда конденсатора в схеме рис. 158, а, где отсутствует конденсатор C_1 . Для импульсов большей длительности начинает сказываться влияние конденсатора C_1 в связи с появлением на нем заряда.

Осциллограммы получены для различных значений конденсатора C_1 при постоянных коэффициентах T_y и T_2 . Сопротивления резисторов принимались $R_1 = 25$ кОм, $R_2 = 50$ кОм. Чем меньше T_3 по сравнению с T_2 , тем переходный процесс заряда заканчивается быстрее и при $T_3 = 0,5 T_2$ по достижении предельного значения наступает экспоненциальный разряд конденсатора (нижняя осциллограмма).

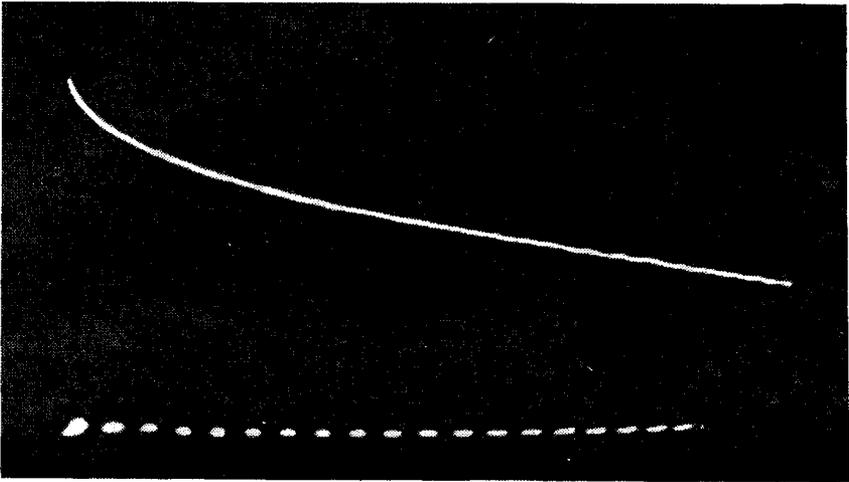
Совмещенные осциллограммы заряда накопительного конденсатора приведены на рис. 165, б. При этом длительность импульсов изменялась от 0,001 до 0,18 с.



a



б



в

Рис. 165. Осциллограммы процесса заряда и разряда накопительного генератора:

a — при $T_y = 0,001$ с, $T_2 = 0,005$ с, $t_{и} = 0,18$ с (верхняя осциллограмма получена при $C_1 = 1,0$ мкФ, $T_3 = 5 T_2$; средняя — при $C_1 = 0,3$ мкФ, $T_3 = 1,5 T_2$; нижняя — при $C_1 = 0,1$ мкФ, $T_3 = 0,5 T_2$); *б* — при $T_3 > T_2$, $C_1 = 20$ мкФ, $C_6 = 0,5$ мкФ (верхняя осциллограмма получена при $t_{и} = 0,18$ с, средняя — при $t_{и} = 0,006$ с, нижняя — при $t_{и} = 0,01$ с); *в* — при $T_3 = T_2$

Сопоставляя осциллограммы (рис. 165 и 159), можно заметить, что с уменьшением T_3 уменьшается нарастание переходной функции (или напряжения на конденсаторе) по достижении ею предельного значения $K/(1+\gamma K)$. При $T_3 \leq T_2$ переходная функция уже не превосходит практически этого значения. Однако при очень малых длительностях импульсов переходная функция может не достигнуть предельного значения. Для минимального изменения переходной функции по достижении ею предельного значения величину коэффициента T_3 можно считать оптимальной, если она удовлетворяет условию

$$T_3 = T_2. \quad (6.44)$$

В этом случае выражение (6.43) примет вид

$$W(t) = \frac{KT_1}{2T_y T_2 b} e^{at} (e^{bt} - e^{-bt}) = \frac{KT_1 e^{at}}{T_y T_2 b} \operatorname{sh} bt, \quad (6.45)$$

$$\text{где } a = -\frac{1}{2} \left(\frac{1+\gamma K}{T_y} + \frac{1}{T_2} \right);$$

$$b = \sqrt{a^2 - 1/(T_2 T_y)}$$

Время от начала переходного процесса до момента достижения максимального значения переходной функции, соответствующего условию $T_2 = T_3$, можно отыскать, приравнявая нулю производную от выражения (6.45)

$$\begin{aligned} \frac{dW}{dt} &= \frac{KT_1}{2T_y T_2 b} [(a+b)e^{(a+b)t} - (a-b)e^{(a-b)t}] = \\ &= \frac{KT_1}{2T_y T_2 b} [p_1 e^{p_1 t} - p_2 e^{p_2 t}] = 0. \end{aligned}$$

Откуда

$$t_m = \frac{\ln(p_2/p_1)}{p_1 - p_2}. \quad (6.46)$$

Длительность импульса, при которой накопительный конденсатор успеет зарядиться до значения, близкого предельному, выразится неравенством

$$t_n \geq t_m. \quad (6.47)$$

При $t_n \geq t_m$ максимальное значение напряжения на накопительном конденсаторе определяется только напряжением входного импульса и не зависит от его длительности (см. рис 165, в), что является весьма полезным качеством преобразователя, поскольку длительность поступающих на него импульсов может значительно изменяться с изменением силы удара по клавише. Поэтому при выполнении условия (6.44) и использовании индукционного датчика следует отдать предпочтение схеме на рис. 158, б. Поскольку при выполнении условий (6.44) и (6.47) изменение длительности импульса, поступающего с датчика, не изменяет значения переходной функции (6.45), можем записать

$$u_{cm}/u_{cm0} = uW(t_m)/[u_0W(t_m)] = u/u_0, \quad (6.48)$$

где u_{cm} — максимальное напряжение на накопительном конденсаторе при воздействии на его вход импульса с датчика u ; u_{cm0} — максимальное напряжение на накопительном конденсаторе при воздействии на вход схемы импульса с датчика u_0 , соответствующего силе удара по клавише F_0 .

Если выполняется условие (6.1), то с учетом выражения (6.48) получим

$$u_{cm}/u_{cm0} = \sqrt{F/F_0}. \quad (6.49)$$

т. е. динамическая характеристика преобразователя совпадает с идеализированной.

Преобразователь с гибкой обратной связью при воздействии на вход импульса, описываемого уравнением $u = u_n \sin^2(\pi t/t_n)$. До сих пор предполагалось, что на схему воздействуют импульсы прямоугольной формы. Однако такого рода идеальных импульсов на практике обычные датчики не выдают. Кроме того, форма импульса при использовании индукционного датчика, устанавливаемого под клавишей, будет зависеть от приема игры (см. рис. 155). Поэтому на практике приходится учитывать протяженность фронтов, поступающих с датчиков импульсов. Большинство датчиков выдают импульсы, которые могут быть аппроксимированы вышеприведенным уравнением. Величина t_n выражает длительность такого импульса (рис. 166).

Будем предполагать, что схема преобразователя удовлетворяет условию (6.44). Незначительные отклонения от этого условия не вносят заметных изменений в полученные зависимости.

Передаточная функция схемы (см. рис. 158, б) при $T_3 = T_2$ примет вид

$$W(p) = \frac{KT_1 p}{(1 + T_y p)(1 + T_2 p) + \gamma KT_2 p}. \quad (6.50)$$

В операторной форме воздействующий импульс опишется уравнением

$$u(p) = u_n / [2(T_n^2 p^2 + 1)], \quad (6.51)$$

где $T_n = t_n / (2\pi)$.

Подставляя выражение (6.51) в формулу (6.50), получим оператор напряжения на накопительном конденсаторе:

$$u_c(p) = \frac{u_n KT_1 p}{2(1 + T_n^2 p^2)[(1 + T_y p)(1 + T_2 p) + \gamma KT_2 p]}. \quad (6.52)$$

Для такого уравнения имеются два дополнительных корня $-p_3$ и p_4 , кроме ранее найденных корней $-p_1$ и p_2 .

$$p_3 = -p_4 = \sqrt{-1/T_n} = j/T_n.$$

Переходя к функции времени, получим

$$u_c(t) = \frac{u_n KT_1}{2T_n^2 T_y T_2 (p_1^2 - p_3^2)(p_2^2 - p_3^2)} \left[\frac{p_2^2 - p_3^2}{p_1 - p_2} e^{p_1 t} - \frac{p_1^2 - p_3^2}{p_1 - p_2} e^{p_2 t} + T_n (p_1 p_2 + p_3^2) \sin \frac{t}{T_n} + (p_1 + p_2) \cos \frac{t}{T_n} \right]. \quad (6.53)$$

Зависимость напряжения на накопительном конденсаторе от времени воздействия на схему импульсов вида $u = u_n \sin^2(\pi t/t_n)$ при их различной длительности показана на рис. 167, а. Длительность переднего фронта нарастающего на накопительном конденсаторе напряжения определяется длительностью поступающего на вход схемы импульса. При слишком малых длительностях импульса амплитуда напряжения на конденсаторе становится зависимой от длительности импульса, а процесс нарастания напряжения на конденсаторе затягивается.

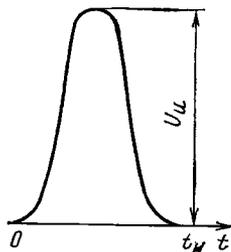


Рис. 166. Импульс, наиболее близкий по форме импульсам реальных датчиков

При слишком длительных импульсах максимальное напряжение на накопительном конденсаторе снова уменьшается. Зависимость максимального напряжения от длительности импульсов, поступающих на вход схемы, для различных параметров схемы приведена на рис. 167, б. Подбирая коэффициенты схемы преобразователя T_1, T_2, T_3 , можно получить область длительностей рабочих импульсов, при которых накопительный конденсатор будет заряжаться до некоторого максимального напряжения при изменении длительности импульсов внутри этой области, т. е. длительность импульсов будет удовлетворять требованиям

$$t_{\text{нmin}} \leq t_{\text{н}} \leq t_{\text{нmax}}. \quad (6.54)$$

Для схемы, удовлетворяющей требованиям $T_1=T_2=T_3=10$ с в соответствии с рис. 167, а можно принять $t_{\text{нmin}}=2 \cdot 10^{-3}$ с и $t_{\text{нmax}}=12$ с. Для схемы, имеющей $T_1=T_2=T_3=0,1$ с, эта область приблизительно ограничивается значениями $t_{\text{нmin}}=2 \cdot 10^{-3}$ с, $t_{\text{нmax}}=2 \cdot 10^{-1}$ с.

При $T_1=T_2=T_3=0,001$ с ни при каких длительностях импульсов накопительный конденсатор не заряжается до значений напряжений, соответствующих первым двум случаям, т. е. схема с такими параметрами оказывается непригодной для ее использования в качестве преобразователя силы удара в электрический сигнал.

Если рабочую область импульсов необходимо сдвинуть в сторону меньших длительностей, то следует либо увеличить произведение γK , либо уменьшить коэффициент T_y .

Таким образом, чтобы напряжение заряда накопительного конденсатора в схеме с гибкой отрицательной обратной связью при $T_2=T_3$ не зависело от длительности переднего фронта импульса, необходимо, чтобы T_2 было достаточно велико, а T_y — мало. При этом длительности импульсов, поступающих на вход схемы, должны лежать в области, ограниченной неравенством (6.54).

Процесс разряда накопительного конденсатора в схеме с гибкой отрицательной обратной связью. Процесс разряда накопительного конденсатора схем с жесткой обратной связью и без об-

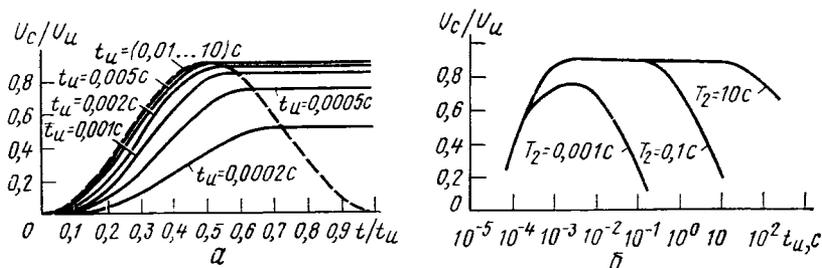
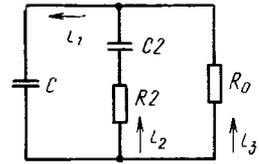


Рис. 167. Зависимость напряжения на накопительном конденсаторе от длительности импульса:

а — при параметрах $\gamma K=10$, $T_y=0,001$ с, $T_1=T_2=T_3=10,0$ с (пунктиром показана форма воздействующего на схему импульса); б — при различных значениях T_2

Рис. 168. Эквивалентная схема цепи разряда накопительного конденсатора преобразователя с гибкой обратной связью



ратной связи происходит по экспоненциальному закону и специального рассмотрения не требует.

Схему с гибкой обратной связью (см. рис. 158, б) при разряде накопительного конденсатора на модулятор можно представить эквивалентной схемой (рис. 168), где через R_0 обозначено входное сопротивление модулятора. Для удобства рассмотрения работы схемы момент времени максимального заряда накопительного конденсатора положим равным нулю $t_m=0$. Рассмотрим разряд конденсатора C в момент $t \geq t_m$.

Таким образом, начальные условия схемы следующие

$$u_c(0) = u_{cm}; \quad i_2(0) = (u_{cm} - u_2)/R_2;$$

$$i_3(0) = u_{cm}/R_0; \quad i_1(0) = [u_{cm}(R_0 + R_2) - R_0 u_2]/(R_0 R_2).$$

Через u_2 здесь обозначено начальное напряжение на конденсаторе $C2$ цепи обратной связи. Характеристическое уравнение схемы будет

$$p^2 T_2 T_p + p(T_0 + T_2 + T_p) + 1 = 0, \quad (6.55)$$

где

$$T_2 = R_2 C_2; \quad T_p = R_0 C; \quad T_0 = R_0 C_2.$$

Его корни можно выразить

$$p_{1,2} = -\frac{1}{\tau_{1,2}} = -\frac{T_0 + T_2 + T_p}{2T_2 T_p} \pm \sqrt{\left(\frac{T_0 + T_2 + T_p}{2T_2 T_p}\right)^2 - \frac{1}{T_2 T_p}},$$

откуда

$$\tau_{1,2} = \frac{2T_2 T_p}{T_0 + T_2 + T_p \mp \sqrt{(T_0 + T_2 + T_p)^2 - 4T_2 T_p}}.$$

Напряжение на накопительном конденсаторе в схеме (см. рис. 167, б) опишется уравнением

$$u_c(t) = [u_{cm}/(\tau_1 - \tau_2)] \{ [T_0(u_2/u_{cm} - 1) - T_2 + \tau_1] e^{-t/\tau_1} - [T_0(u_2/u_{cm} - 1) - T_2 + \tau_2] e^{-t/\tau_2} \}. \quad (6.56)$$

В соответствии с выражением (6.56), задаваясь различными значениями T_0 , T_2 , T_p , построим переходные процессы разряда накопительного конденсатора для случаев $(u_2/u_{cm})_{t=0}=0$ и $(u_2/u_{cm})_{t=0}=1$.

Анализируя выражение (6.56) и полученные кривые (рис. 169 и рис. 170), можно отметить следующее:

1. В тех случаях, когда T_0 и T_2 значительно меньше T_p , постоянная времени $\tau_1 \approx T_p$ и $\tau_2 \gg \tau_1$. При этом второй экспоненциаль-

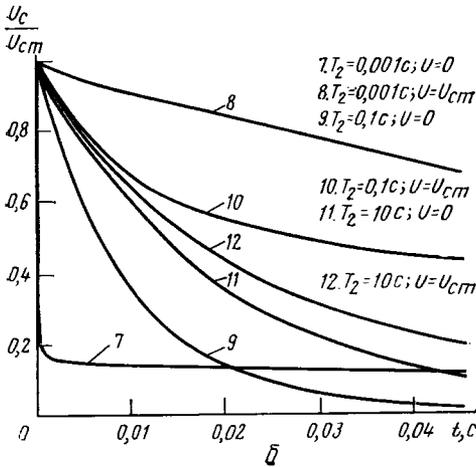
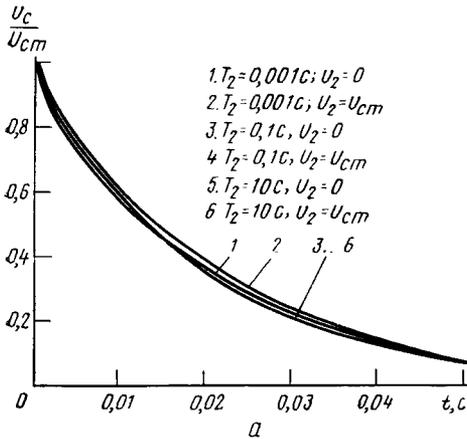


Рис. 169. Кривые разряда накопительного конденсатора:
 а — при $T_0 = 0,001$ с, $T_p = 0,02$ с; б — при $T_0 = 0,1$ с, $T_2 = 0,02$ с

ный член уравнения затухает значительно быстрее первого. Процесс разряда накопительного конденсатора практически не будет зависеть от напряжения u_2 на конденсаторе C_2 и опишется уравнением

$$u_c / u_{cm} \approx e^{-t/\tau_1} \approx e^{-t/T_p} \quad (6.57)$$

Чем лучше удовлетворяются неравенства

$$T_0 \ll T_p; T_2 \ll T_p, \quad (6.58)$$

тем лучше выполняется соотношение (6.57).

2. В случаях, когда

$$T_2 \gg T_p > T_0, \quad (6.59)$$

будем иметь $\tau_1 \approx \tau_2$; $\tau_2 \approx T_p$. Процесс разряда накопительного конденсатора приближенно может быть описан уравнением

$$u_c / u_{cm} \approx e^{-t/\tau_2} \approx e^{-t/T_p}, \quad (6.60)$$

поскольку коэффициент при первом экспоненциальном члене уравнения (6.59) будет близок к нулю (см. кривые 3—6 на рис. 169, а и 170, а).

3. При выполнении условия (6.59) необходимо иметь входное сопротивление цепи обратной связи R_2 много больше входного сопротивления модулятора R_0 . Практически для увеличения времени разряда накопительного конденсатора входное сопротивление модулятора приходится делать большим. Поэтому на практике бывает проще выполнить условие (6.58).

4. В тех случаях, когда T_2 не слишком велико по сравнению с T_p или меньше T_p и $T_0 \geq T_p$, коэффициенты при экспоненциальных членах уравнения (6.56) сильно зависят от величины отношения $(u_2 / u_{cm})_{t=0}$ (см. рис. 169, б и 170, б).

На рис. 171 приведены осциллограммы разряда накопительного конденсатора, снятые с преобразователя, собранного по схеме

(см. рис. 163). Транзисторы $V3$ и $V6$ были применены сдвоенные. Емкость накопительного конденсатора составляла 3 мкФ. Диод $V4$ использовался кремниевый типа Д226. Емкость конденсатора $C6$ составляла 0,2 мкФ. Входное сопротивление цепи обратной связи было около 50 кОм, а сопротивление цепи разряда накопительного конденсатора R_0 равнялось примерно 300 кОм. Другие параметры схемы приведены в подрисуночных подписях.

Сравним динамическую характеристику 1 (рис. 172) преобразователя, полученную экспериментально, с идеализированной характеристикой 2. Их несовпадение в начальной зоне связано с наличием силы статического сопротивления и сухого трения клавишного механизма.

§ 4. МОДУЛЯТОРЫ ДИНАМИЧЕСКИХ КЛАВИШНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Звуковой сигнал на выходе модуляторов динамических клавишных преобразователей должен быть пропорционален модулирующему сигналу на его входе. Поэтому не каждый модулятор статического клавишного преобразователя пригоден для использования его в динамическом преобразователе. Иными словами, кроме уже оговоренных ранее требований к уровню остаточных шумов динамические клавишные преобразователи должны иметь линейную амплитудную характеристику, причем эта характеристика не должна изменяться в рабочем диапазоне температур.

Все рассмотренные нами ранее схемы транзисторных модуляторов, используемых как в статических, так и в динамических клавишных преобразователях, можно по условиям их работы поделить на два типа. Это модуляторы, работающие в ключевом

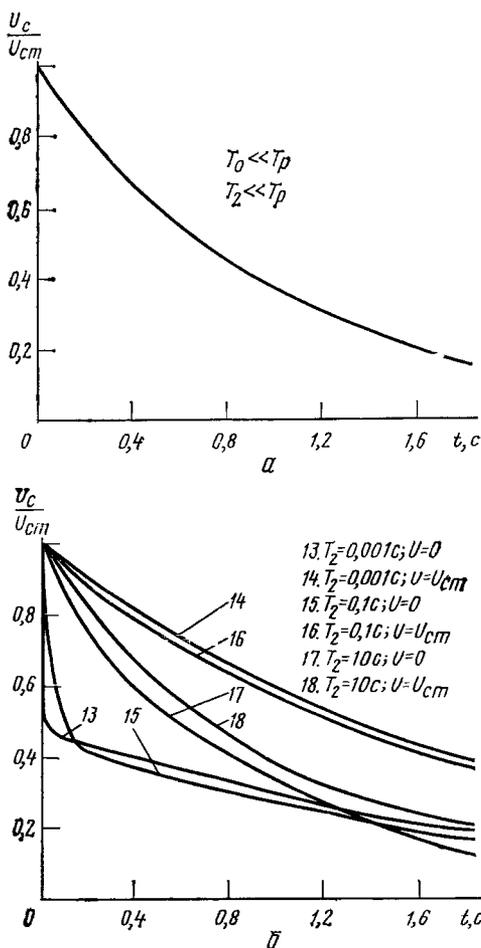
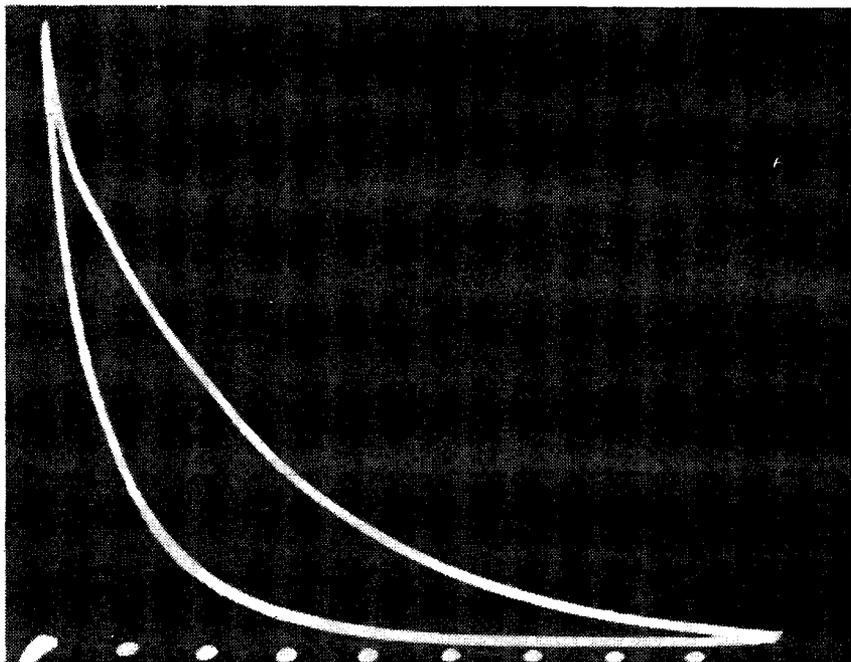
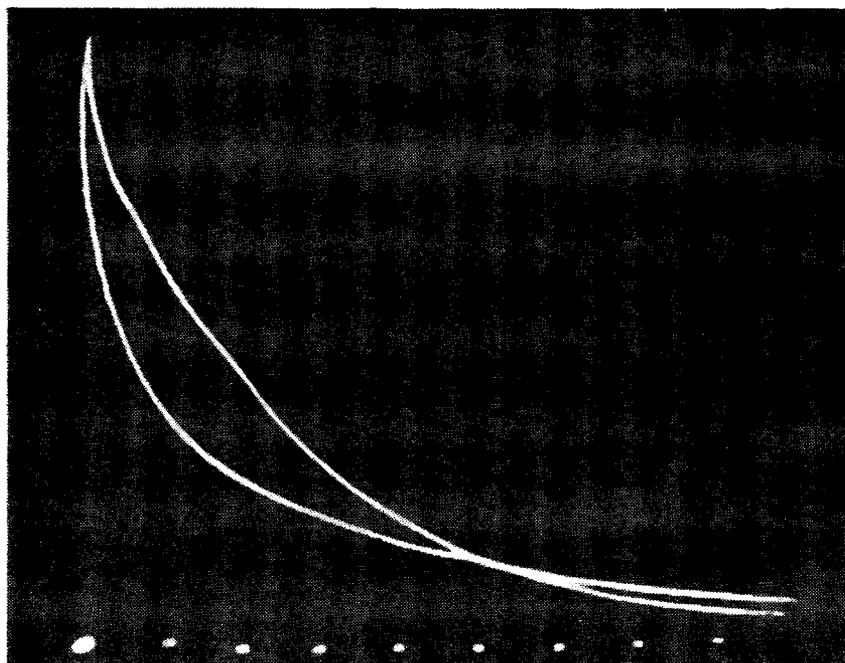


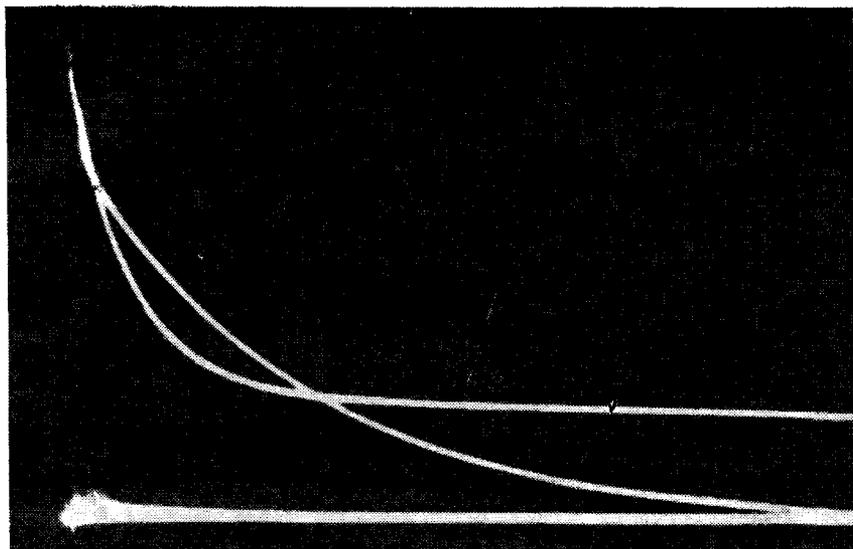
Рис. 170. Кривые разряда накопительного конденсатора:
 а — при $T_0 = 0,01 - 0,001$ с, $T_p = 1$ с, $T_2 = 0,001 - 0,1$ с;
 б — при $T_0 = 1$ с, $T_p = 1$ с



a



б



в

Рис. 171. Осциллограммы напряжения на входе модулятора при $T_2 = T_3$; плавные кривые получены при параметрах схемы $T_p = 0,9$ с, $T_2 = 0,01$ с, $T_0 = 0,06$ с, т. е. при $T_0 \ll T_p$; $T_2 \ll T_p$, более резко затухающие в начальный момент кривые получены при параметрах схемы:

а — $T_p = 0,9$ с, $T_2 = 1,5$ с, $T_0 = 9$ с ($T_0 \gg T_p$, $T_2 < T_p$); б — $T_p = 0,9$ с, $T_2 = 0,15$ с, $T_0 = 1,0$ с ($T_0 > T_p$, $T_2 < T_p$); в — $T_p = 0,9$ с, $T_2 = 0,06$ с, $T_0 = 0,9$ с ($T_0 = T_p$, $T_2 < T_p$)

режиме, т. е. модуляторы, имеющие два устойчивых состояния (отсечка и насыщение), и модуляторы, имеющие в нерабочем режиме состояние отсечки (заперто смещение), а в рабочем (при открытых транзисторах) — режим линейного усиления. Первое условно будем называть ключевыми (см. рис. 133, 136), а вторые — смещенными (см. рис. 138, 139, 140).

Амплитудная характеристика ключевого модулятора 1

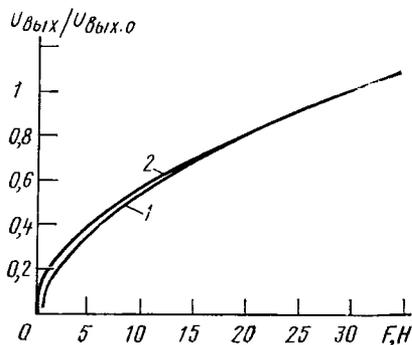


Рис. 172. Динамическая характеристика преобразователя:

1 — экспериментальная; 2 — идеализированная

(рис. 173) практически линейна, а смещенного 2 на начальном и конечном участках, т. е. при слабых и сильных сигналах, имеет сильно отличающиеся коэффициенты передачи. Это усложняет дозировку звукового сигнала при смещенных модуляторах и сильно отклоняет динамические характеристики клавишных преобразователей от идеализированной даже при зависимостях напряжения на накопительных конденсаторах, совпадающих с идеализированной. Сложность применения смещенных модуляторов в динамических клавишных преобразователях обуславливается еще и нестабильностью их характеристик от температуры. Реальные характеристики транзисторов сильно зависят от температуры, особенно если транзисторы работают в режиме линейного усиления. Это в данном случае имеет особое значение для модуляторов со смещенным усилителем. Для исключения самопроизвольного открывания усилителя из-за изменения характеристик транзисторов, закрытых смещением под действием изменения температуры окружающей среды, приходится достаточно плотно закрывать транзисторы, что создает начальную пороговую зону (зону молчания), усложняющую, а иногда и делающую невозможной игру пиано.

Некоторые конструкторы для устранения такого порога предлагают применять специальные подклавишные контакты для подачи небольшого дополнительного сигнала смещения при нажатии клавиши. Однако такой прием не решает проблемы стабильности параметров схемы и не создает нормальных условий для игры на инструменте.

Температурные характеристики тех же ключевого компенсированного и смещенного модуляторов приведены на рис. 174, из которого видно, что в диапазоне рабочих температур от $+10$ до $+40^\circ\text{C}$ выходное напряжение ключевого компенсированного модулятора практически не изменяется, в то время как для смещенного модулятора это напряжение может изменяться во много раз. Таким образом, при разработке динамических клавишных преобразователей следует отдать предпочтение ключевым модуляторам.

На рис. 175 приведены схема включения модуляторов в цепь разряда накопительного конденсатора динамического клавишного преобразователя на смещенном усилителе, а также два случая ключевых компенсированных модуляторов с инверсно-включенными биполярными транзисторами (*б* и *в*). Схемы ключевых модуляторов на полевых (униполярных) транзисторах приведены на рис. 176.

При подаче на входной трансформатор схем *б* и *в* (см. рис. 175) сигналов прямоугольной формы транзисторы $V2$ и $V3$ находятся либо в открытом, либо в закрытом состоянии. При открытых транзисторах (см. рис. 175, *б*) на нагрузочном сопротивлении R_n напряжение $u_{\text{вых}}$ будет равно напряжению u_c на конденсаторе C . При закрытых транзисторах напряжение $u_{\text{вых}} \approx 0$.

Для схемы (см. рис. 175, *в*) при открытых транзисторах $u_{\text{вых}} \approx 0$, а при закрытых устанавливается равным падению напряжения на резисторе R_n .

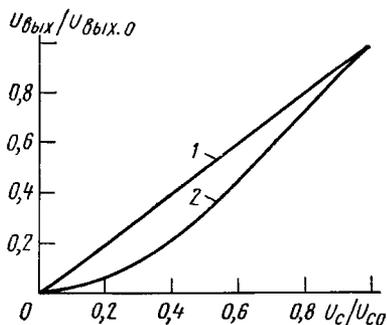


Рис. 173. Амплитудные характеристики модуляторов:
1 — ключевого компенсированного; 2 — со смещенным усилителем

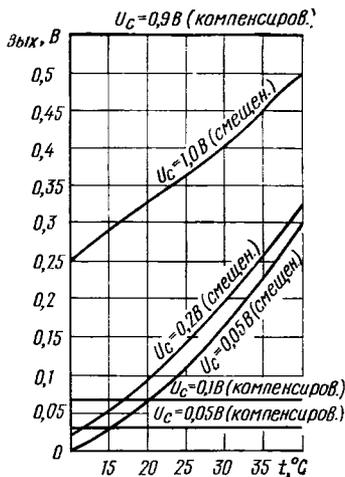


Рис. 174. Температурные характеристики модуляторов

Коэффициент преобразования модулятора K_M можно определить как отношение амплитудного значения преобразованного сигнала u_{mm} к амплитудному значению напряжения на накопительном конденсаторе u_{cm} . Амплитудное значение преобразованного сигнала

$$u_{mm} = u_{\max} - u_{\min}, \quad (6.61)$$

где u_{\max} — максимальное значение напряжения на выходе модулятора; u_{\min} — минимальное значение напряжения на выходе модулятора.

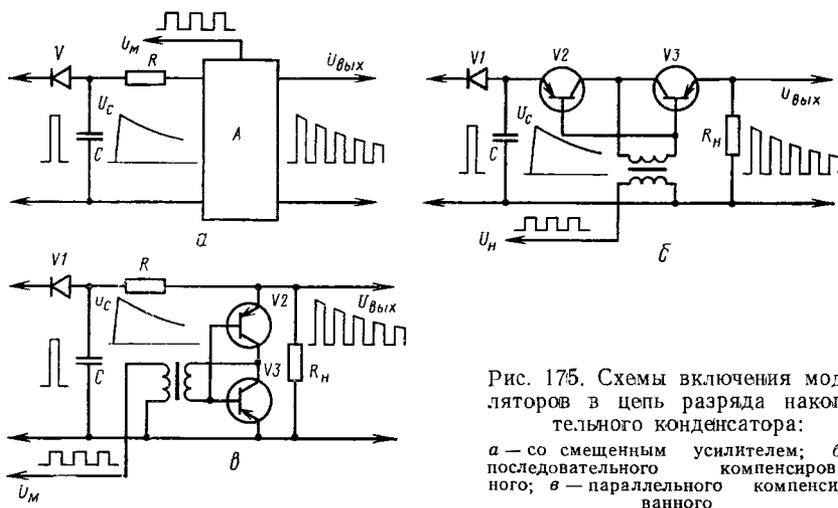


Рис. 175. Схемы включения модуляторов в цепь разряда накопительного конденсатора:
а — со смещенным усилителем; б — последовательного компенсированного; в — параллельного компенсированного

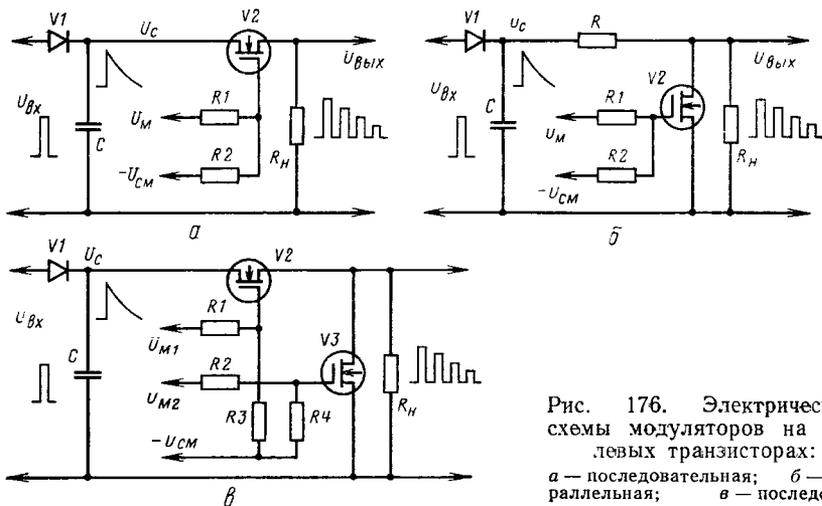


Рис. 176. Электрические схемы модуляторов на полевых транзисторах: а — последовательная; б — параллельная; в — последовательно-параллельная

Тогда для схемы (см. рис. 175, б) получим

$$u_{\max} = u_{cm} R_H / (r_3 + R_H); \quad u_{\min} = u_{cm} R_H / (r_p + R_H), \quad (6.62)$$

где r_3 — сопротивление замкнутого (открытого) модулятора; r_p — сопротивление разомкнутого (закрытого) модулятора.

Коэффициент преобразования примет вид

$$K_M = R_H (r_p - r_3) / [(r_p + R_H) (r_3 + R_H)]. \quad (6.63)$$

Сопротивление r_3 составляет единицы или десятки Ом и много меньше сопротивления r_p . Поэтому выражение (6.63) можно упростить и записать в виде

$$K_M = r_p / (r_p + R_H). \quad (6.64)$$

Для схемы (см. рис. 175, в) аналогично найдем

$$K_M = \frac{r_p R_H / (r_p + R_H)}{R + r_p R_H / (r_p + R_H)}, \quad (6.65)$$

где R — включенное последовательно с модулятором балластное сопротивление.

Постоянная времени разряда накопительного конденсатора для схемы (см. рис. 175, б) будет

$$\tau_p = (r_m + R_H) C. \quad (6.66)$$

Сопротивление модулятора r_m скачком изменяется от значения r_p до значения r_3 в течение одного периода модулируемого сигнала звуковой частоты. Время пребывания транзисторов в открытом или закрытом состояниях в течение периода определяется

скважностью θ переменного сигнала, которая в электромузыкальных инструментах может лежать в пределах

$$2 \leq \theta \leq 20. \quad (6.67)$$

В зависимости от состояния модулятора постоянная времени разряда накопительного конденсатора будет изменяться от $\tau_{p1} = (r_3 + R_H)C$ до $\tau_{p2} = (r_p + R_H)C$, что эквивалентно схеме модулятора, состоящей из двух цепей разряда, включаемых поочередно. Часть периода ΔT , в течение которой включена первая цепь разряда, будет равна длительности импульса, открывающего модулятор. Другая часть периода, в течение которой модулятор закрыт и разряд конденсатора происходит через вторую цепь, составит $T - \Delta T$. Тогда постоянная времени разряда при включении первой цепи будет

$$\tau_{10} = (r_3 + R_H)CT/\Delta T = (r_3 + R_H)C\theta, \quad (6.68)$$

где $\theta = T/\Delta T$ — скважность звукового сигнала.

Постоянная времени при включении второй цепи примет вид

$$\tau_{20} = (r_p + R_H)CT/(T - \Delta T) = (r_p + R_H)C\theta/(\theta - 1). \quad (6.69)$$

Следовательно, схема модулятора (см. рис. 175, б) может быть представлена эквивалентной схемой (см. рис. 177, а). В общем случае работы модулятора при скважности переменного сигнала θ получим

$$\tau_p = C\theta (r_p + R_H)(r_3 + R_H)/[\theta(r_3 + R_H) + r_p - r_3]. \quad (6.70)$$

Учитывая, что $r_3 \ll R_H$ и $r_3 \ll r_p$, выражение (6.70) можем представить

$$\tau_p \approx CR_H (r_p + R_H) \theta / (\theta R_H + r_p). \quad (6.71)$$

Входное сопротивление модулятора найдем

$$R_0 \approx \theta R_H (r_p + R_H) / (\theta R_H + r_p). \quad (6.72)$$

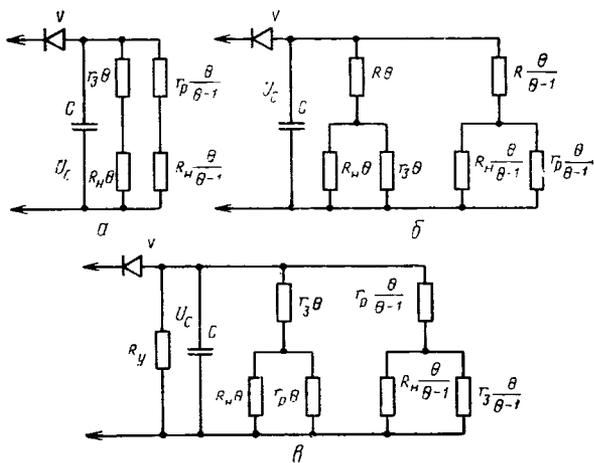


Рис. 177. Эквивалентные схемы ключевых компенсированных модуляторов:

а — при последовательном включении; б — при параллельном включении; в — при последовательно-параллельном включении транзисторов

Обозначим постоянную времени разряда при $\Theta=1$ (модулятор постоянно открыт) через τ_{p0} .

Из выражения (6.71) получим $\tau_{p0}=CR_n$. Кратность изменения постоянной времени при изменении скважности сигнала для схемы (см. рис. 175, б) будет определяться выражением

$$\alpha = \tau_p/\tau_{p0} = \theta (r_p + R_n)/(\theta R_n + r_p). \quad (6.73)$$

Для модулятора (см. рис. 175, в) эквивалентная схема разряда конденсатора может быть представлена рис. 177, б. Путем аналогичных преобразований для этой схемы найдем

$$\tau_p = C\theta \frac{[R + r_p R_n/(r_p + R_n)]R}{\theta R + r_p R_n/(r_p + R_n)}. \quad (6.74)$$

Входное сопротивление модулятора получим

$$R_0 = \frac{\theta R [R + r_p R_n/(r_p + R_n)]}{\theta R + r_p R_n/(r_p + R_n)}. \quad (6.75)$$

Для такой схемы $\tau_{p0}=CR$.

Кратность изменения постоянной времени при изменении скважности сигнала в этом случае будет

$$\alpha = \frac{\theta [R + r_p R_n/(r_p + R_n)]}{\theta R + r_p R_n/(r_p + R_n)}. \quad (6.76)$$

В модуляторе со смещенным усилителем (см. рис. 175, а) постоянная времени разряда накопительного конденсатора практически не зависит от скважности модулируемого сигнала ($\alpha=1$).

Коэффициент преобразования такой схемы

$$K_M = R_n/(R + R_n).$$

Работа модуляторов, представленных на рис. 176, а и б, аналогична работе модуляторов, представленных на рис. 175, б и в. Все полученные соотношения для последних схем соответственно справедливы и для первых схем.

Несколько особый интерес представляет модулятор, отличающийся большим коэффициентом передачи и весьма большим входным сопротивлением (см. рис. 176, в). Действительно, при подаче модулируемого напряжения u_{M1} и u_{M2} в противофазе (что можно сделать, если эти сигналы снимать, например, с противоположных плеч триггеров) транзисторы $V2$ и $V3$ будут поочередно открываться и закрываться. Таким образом, когда открыт транзистор $V2$ и закрыт транзистор $V3$, ток разряда конденсатора может протекать только через резистор R_n , сопротивление которого может быть весьма большим, поскольку параллельно ему при открытом транзисторе $V2$ включен закрытый транзистор $V3$.

Когда же закрыт транзистор $V2$ и открыт транзистор $V3$, ток через резистор R_n практически не протекает.

Эквивалентная схема такого модулятора при последовательно-параллельном включении транзисторов приведена на рис. 177, в. Если учесть, что сопротивление открытого транзистора много

меньше, чем закрытого ($r_3 \ll r_p$), то коэффициент преобразования такой схемы можно выразить

$$K_M \approx (r_p - r_3)/r_p \approx 1. \quad (6.77)$$

Поскольку, как отмечалось ранее, входное сопротивление модулятора и сопротивление нагрузки в такой схеме могут быть достаточно велики, то иногда приходится учитывать токи утечки через обратное сопротивление R_y диода V и другие элементы схемы. Постоянная времени цепи разряда накопительного конденсатора с учетом сказанного примет вид

$$\tau = \frac{\theta CR_y R_H r_p}{\theta R_H (R_y + r_p) + R_y r_p}. \quad (6.78)$$

Входное сопротивление модулятора соответственно можно выразить

$$R_0 = \frac{\theta R_y R_H r_p}{\theta R_H (R_y + r_p) + R_y r_p}. \quad (6.79)$$

Некоторые конкретные данные различных модуляторов приведены в табл. 23.

Таблица 23. Значения параметров различных модуляторов

Параметры	Дискантовый регистр			Басовый регистр		
	Последовательная схема (см. рис. 176, а)	Параллельная схема (см. рис. 176, б)	Последовательно-параллельная схема (см. рис. 176, в)	Последовательная схема (см. рис. 176, а)	Параллельная схема (см. рис. 176, б)	Последовательно-параллельная схема (см. рис. 176, в)
$\tau_p, \text{ с}$	0,025	0,025	0,025	1,0	1,0	1,0
θ	2	2	2	20	20	20
$R_H, \text{ Ом}$	10^5	10^5	$3 \cdot 10^6$	10^5	10^5	$3 \cdot 10^6$
$r_p, \text{ Ом}$	$2 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^6$	10^7	$2 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^6$	10^7
$r_3, \text{ Ом}$	0	0	0	0	0	0
$R, \text{ Ом}$	—	10^4 10^5	—	—	10^4 10^5	—
$C, \text{ мкФ}$	0,13	1,38 0,19	0,0072	0,72	11,9 5,25	0,136
K_M	0,952	0,905 0,49	1,0	0,952	0,905 0,49	1,0

Как следует из табл. 23, наилучшие результаты позволяет получить схема на полевых транзисторах (см. рис. 176, в). Емкость накопительного конденсатора преобразователя с таким модулятором может быть на порядок меньше, чем в других схемах, что является важным параметром динамического преобразователя, так как заряд малой емкости осуществляется технически значительно проще. Кроме того, коэффициент преобразования такой схемы весьма близок к единице, что недостижимо в других схемах.

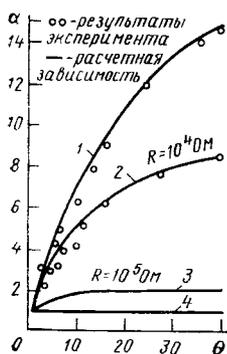


Рис. 178. Кратность изменения постоянной времени в зависимости от скважности переменного сигнала:

1 — при последовательно включенном компенсированном модуляторе; 2 и 3 — при параллельно включенном компенсированном модуляторе; 4 — при модуляторе с усилителем, закрытым смещением

водились путем определения времени изменения амплитуды на экране осциллографа в 2,72 раза. Осциллограмма напряжения на выходе модулятора (см. рис. 163), снятая при частоте модулируемого сигнала 200 Гц, приведена на рис. 179.

Шумовая помеха, возникающая в модуляторах с инверсно-

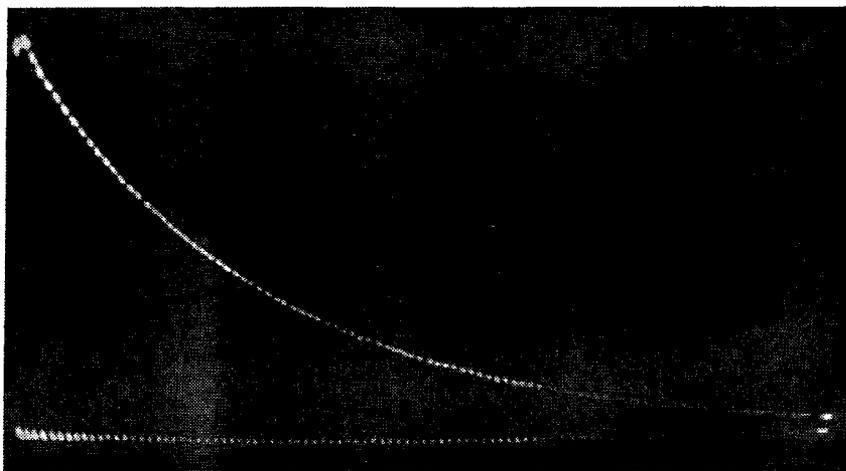


Рис. 179. Осциллограмма напряжения на выходе компенсированного модулятора при частоте модулируемого сигнала 200 Гц

Следует также отметить, что отсутствие трансформатора в модуляторе на полевых транзисторах (см. рис. 176, в) значительно упрощает схему по сравнению со схемами на биполярных транзисторах, делает ее более надежной, компактной и дешевой.

Расчетные и экспериментальные зависимости кратности изменения постоянной времени от скважности сигнала приведены на рис. 178. Кривая 1 соответствует изменению коэффициента α для последовательной схемы включения модуляторов в цепь разрядов (см. рис. 175, б). Для параллельной схемы модулятора на полевых транзисторах (см. рис. 175, в) зависимости α от скважности при сопротивлениях балластных резисторов $R=10^4 \text{ Ом}$ (кривая 2) и $R=10^5 \text{ Ом}$ (кривая 3) имеют значительно меньшие значения.

При экспериментальном исследовании клавишного преобразователя его схема удовлетворяла условию $T_2 \geq T_3$. В схемах использовались кремниевые транзисторы П114. Замеры постоянной времени произ-

включенными транзисторами (см. рис. 135), и типичная для большинства ключевых модуляторов может быть исключена с помощью специального устройства (рис. 180). При нажатии на клавишу через клавишный контакт $S1$ на вход схемы поступает сигнал положительной полярности, заряжающий конденсатор C_q до напряжения $+30$ В. Это приводит к закрыванию транзистора $V2$ и открыванию транзистора $V3$. При закрытом транзисторе $V2$ переменный сигнал u_m беспрепятственно поступает на базу транзистора $V3$, являющегося эмиттерным повторителем, и на выходе схемы появляется переменный сигнал звуковой частоты,

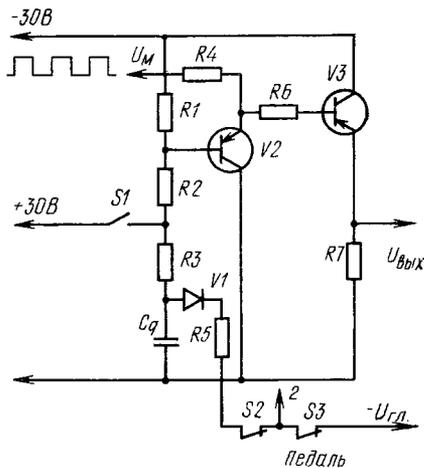


Рис. 180. Электрическая схема ограничителя шумов

который подается на компенсированный модулятор. Разряд конденсатора C_q происходит при отпущенной клавише (замкнутых контактах $S2$) и не нажатой правой педали через цепочку $V1R5$. При этом транзистор $V2$ открывается, а $V3$ закрывается. В результате переменный сигнал шунтируется открытым транзистором $V2$, исключая появление переменного сигнала на выходе схемы.

При нажатой правой педали инструмента и отпущенной клавише напряжение $-u_{гр}$ через диод $V1$ и резистор $R5$ не может перезарядить конденсатор C_q и переменный сигнал поступает на выход схемы до тех пор, пока этот конденсатор не зарядится от источника питания, что происходит достаточно медленно.

Постоянная времени разряда конденсатора C_q должна быть больше постоянной времени разряда накопительной емкости основного модулятора. В противном случае переменный сигнал преждевременно отключится. Конденсатор же зарядится раньше, чем зарядится накопительная емкость модулятора. Применение такого шумоподавляющего устройства в ЭМИ полностью исключило шумы модулятора во время пауз.

Хорошие результаты были получены в модуляторе, приведенном на рис. 162 (см. модулятор на транзисторах $V4, V5$), благодаря применению двухзатворных полевых транзисторов КП306, вторые затворы которых были соединены с накопительным конденсатором $C4$. По мере разряда конденсатора транзисторы прикрываются, что уменьшает уровень остаточных шумов. Двухзатворный полевой транзистор $V8$, примененный в выходном источнике повторителя, также значительно снижает уровень шумов благодаря соединению одного из его затворов с конденсатором $C4$. В результате на выходе схемы можно получить весьма малый уровень остаточного сигнала, составляющий менее -90 дБ.

ГЕНЕРАТОРНАЯ ОСНОВА ЭМИ

§ 1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

Генераторной основой ЭМИ будем называть устройства, предназначенные для создания электрических колебаний и преобразования их частоты и спектра. Такие устройства включают в себя генераторы и делители частоты, а также преобразователи формы звукового сигнала. В зависимости от вида инструмента и его назначения генераторная основа может иметь различные конструктивные исполнения. Но во всех случаях в ЭМИ должны быть получены гаммы частот, соответствующих двенадцатиступенному равномерно-темперированному строю с интервальным коэффициентом $2^{1/12}$ (см. гл. II, § 4). Отклонение интервального коэффициента за счет влияния дестабилизирующих факторов для качественного ЭМИ не должно превышать

$$\Delta K/K \leq 0,0015. \quad (7.1)$$

При невыполнении этого условия ощущение диссонантности интервалов усиливается, и при значении $\Delta K/K > 0,003$ музыканты оценивают инструмент как плохо настроенный.

Кроме точности интервальных коэффициентов в инструменте необходимо обеспечить точность настройки тонов на требуемую частоту. Для инструментов оркестровых и используемых совместно с другими инструментами относительная ошибка генератора по частоте не должна превышать величину

$$\delta = \Delta f/f_0 \leq 0,003. \quad (7.2)$$

Однако при конструировании ЭМИ часто предусматривают возможность общего сдвига строя вверх или вниз по частоте. Это бывает необходимо при подстройке инструмента под другие инструменты, изменять частоту которых нежелательно или невозможно. Кроме того, для оживления звука в инструмент вводят флукуационные изменения частоты относительно некоторой фиксированной (вibrато, глissандо). С этой целью применяют, как правило, инфразвуковые генераторы на частоты 6—8 Гц или специальные устройства для изменения частоты генераторов тона.

§ 2. СХЕМЫ НЕКОТОРЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ТОНА,
ПРИМЕНЯЕМЫХ В ЭМИ

Генераторы тона ЭМИ могут выполняться как полностью электронными, так и на электромеханической основе. Последние применялись в основном в старых конструкциях электроорганов. Генераторы современных ЭМИ выполняются, как правило, полностью электронными. Такие генераторы обеспечивают возможность их подстройки, введение vibrато и достаточно стабильны по частоте.

Генераторы многоголосных ЭМИ. В большинстве случаев в многоголосных ЭМИ применяется 12 генераторов, собранных по одинаковой схеме и настроенных на верхнюю октаву звукового диапазона инструмента. Тоны других октав получают делением частоты генераторов на нужное число раз. Таким образом, для одноименных тонов ЭМИ (например, до всех октав) используется один генератор и несколько делителей (см. рис. 64). В качестве примера генераторной основы ЭМИ, построенной по такому принципу, рассмотрим генераторную основу электрооргана «Меридиан» [32]. Она включает в себя LC-генераторы тона, собранные по схеме индуктивной трехточки, триггеры и генератор вибрато на транзисторе V5 охвачен стабилизирующей отрицательной обратной связью по постоянному току через резисторы R17, R16, R15. Положительная обратная связь по переменному току происходит за счет увеличения напряжения на базе транзистора по сравнению с напряжением на средней точке катушки индуктивности.

Для компенсации изменения сопротивления перехода эмиттер — база транзистора служит диод V4. Грубую настройку частоты генератора осуществляют с помощью конденсатора C9. Переменный резистор R16 служит для точной подстройки частоты.

Для исключения влияния на генератор тона делителя частоты, собранного по схеме триггера на транзисторах V7, V8, между ними включен эмиттерный повторитель, выполненный на тран-

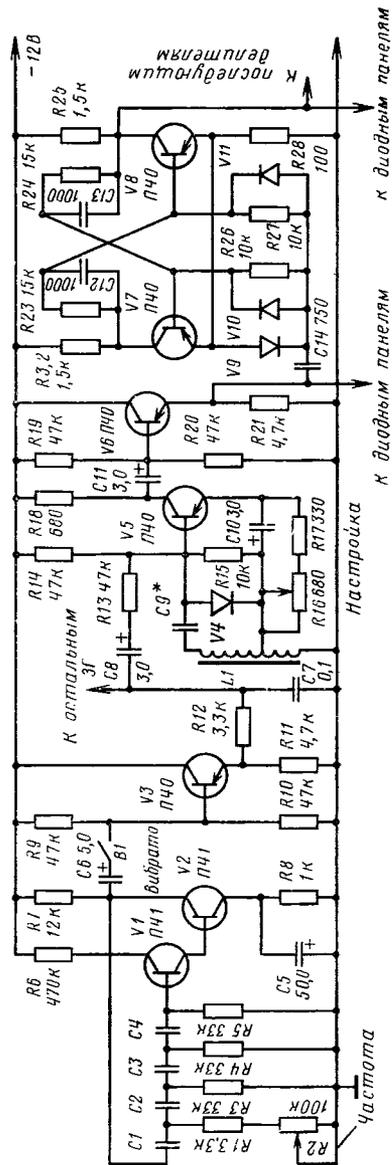


Рис. 181. Генераторная основа ЭМИ «Меридиан»

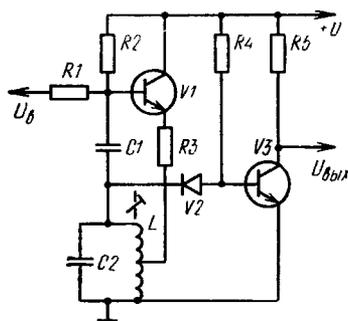


Рис. 182. Электрическая схема генератора звуковой частоты ЭМИ «Юность-75»

зисторе $V6$. Через другой эмиттерный повторитель (см. транзистор $V3$) подводится сигнал от генератора вибрато, собранного на транзисторах $V1, V2$ по RC -схеме. Частота генератора вибрато с помощью резистора $R2$ может изменяться в пределах 6—8 Гц. Его выходной сигнал одновременно поступает на все генераторы тона. Выходные сигналы с генераторов тона и делителей частоты подаются на манипуляторы.

Схема LC -генератора, используемая в электрооргане «Юность-75», приведена на рис. 182. Как и в предыдущей схеме, резонансный контур включен по схеме индуктивной трехточки. Сигнал с генератора вибрато подается на базу транзистора $V1$. Транзистор $V3$ служит для усиления сигнала генератора. Он работает в режиме отсечка — насыщение, в результате выходной сигнал имеет форму, близкую к прямоугольной, и обеспечивает переключение триггеров, используемых в качестве делителей частоты.

Электрическая схема генераторной основы электрооргана «Перле-2» (рис. 183) включает в себя задающий LC -генератор на транзисторе $V1$, согласующий каскад на транзисторе $V2$, который предназначен для развязки генератора от делителей частоты и для преобразования колебаний генератора в прямоугольные. Последнее необходимо для запуска триггеров, собранных на тран-

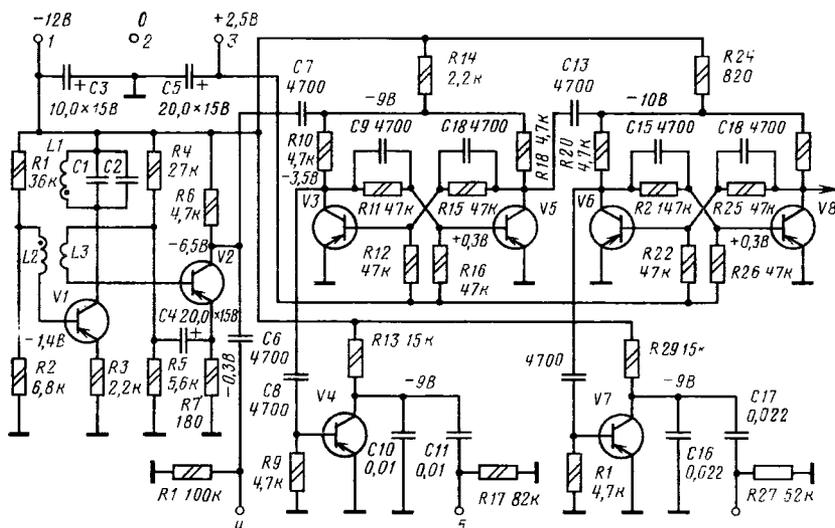


Рис. 183. Электрическая схема генераторной основы электрооргана «Перле-2»

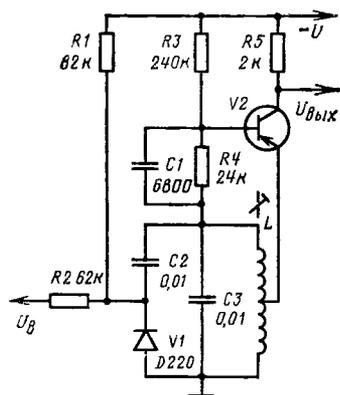


Рис. 184. Электрическая схема LC-генератора ЭМИ «Юность-73»

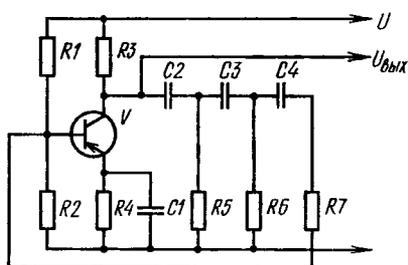


Рис. 185. Электрическая схема RC-генератора с фазосдвигающими цепочками

зисторах $V3$, $V5$ и $V6$, $V8$ (на схеме показаны только два из пяти триггеров одной генераторно-делительной линейки).

Транзисторы $V4$ и $V7$ применяют для преобразования с помощью конденсаторов $C10$, $C11$ и $C16$, $C17$ прямоугольных колебаний в колебания, близкие к треугольным, и таким образом для изменения спектра сигнала.

Стабильность частоты LC-генераторов тем выше, чем выше добротность контура и постоянство параметров элементов схемы. Стабильность же параметров элементов схемы обеспечивается благодаря применению термостабильных конденсаторов, резисторов, индуктивностей и охвата отрицательной обратной связью активных элементов схемы или введения термокомпенсации. Частота LC-генераторов определяется частотой колебательного контура. Для увеличения стабильности частоты генераторов стремятся увеличить добротность контура.

Однако, когда добротность контура слишком велика, то изменение частоты, обеспечивающее вибрато, получить в таких генераторах путем подачи на базу генераторного транзистора инфранизкой частоты не удастся. Поэтому включают параллельно контуру дополнительно конденсатор $C2$ и диод $V1$ (рис. 184). Через диод $V1$ и резистор $R1$ проходит небольшой начальный ток, который держит диод в приоткрытом состоянии. Сигнал вибрато u_v , подаваемый на диод $V1$ через резистор $R2$, либо сильно открывает диод и понижает частоту электрических колебаний в контуре, либо сильно его закрывает, повышая эту частоту, что обусловлено большей или меньшей долей участия конденсатора $C2$ в формировании колебательного процесса в контуре. Такая схема генератора использована, например, в электрооргане «Юность-73».

Большое распространение для использования в области звуковых и инфранизких частот получили также RC-генераторы (рис. 185), основным преимуществом которых перед LC-генерато-

рами является отсутствие довольно трудоемких в производстве катушек индуктивности. В качестве частотно-избирательных элементов RC -генераторов применяют резисторы и конденсаторы. Три фазосдвигающие RC -цепочки на определенной частоте создают сдвиг фаз между напряжениями на коллекторе и базе, равный 180° . В результате обратная связь на этой частоте становится положительной и при произведении коэффициента обратной связи на коэффициент усиления схемы без обратной связи $\gamma K \gg 1$ схема будет работать как генератор. Частота генерируемых сигналов может быть найдена из выражения

$$f_0 = 1/(2\pi RC \sqrt{6 + 4R_3/R}), \quad (7.3)$$

если $R_5 = R_6 = R$; $R_7 = R_1 R_2 r_{вх} / (R_1 R_2 + R_1 r_{вх} + R_2 r_{вх}) = R$; $C_2 = C_3 = C_4 = C$,

где $r_{вх}$ — входное сопротивление транзистора.

При включении в цепь обратной связи вместо фазосдвигающих цепочек двойного Т-образного моста (см. рис. 96, а) генератор будет иметь частоту колебаний, которая приближенно может быть найдена из выражения (4.47).

Форма генерируемого сигнала в LC - и RC -генераторах зависит в основном от произведения коэффициентов обратной связи и усиления схемы без обратной связи. При $\gamma K = 1$ генератор будет выдавать на выходе сигналы, близкие к синусоидальным. При $\gamma K > 1$ форма сигнала будет отличаться от синусоидальной за счет возникающих в таком режиме работы нелинейных искажений (насыщения и отсечки) транзисторов. Если $\gamma K \gg 1$, то форма выходного сигнала будет близка к прямоугольной.

Изменение формы сигнала приводит к изменению коэффициента гармоник K_f , что в свою очередь в LC -генераторах приводит к относительному изменению частоты [55].

$$\Delta f/f_0 \approx -K_f^2/(2Q). \quad (7.4)$$

Чем больше коэффициент гармоник и чем меньше добротность контура, тем больше изменится (в сторону понижения) частота генератора по сравнению с частотой при синусоидальных колебаниях. Само по себе такое понижение частоты не вызывает опасений, если оно для заданного генератора постоянно, поскольку подстройка частоты генератора до требуемой не вызывает технических осложнений. Однако при не слишком большом произведении γK даже незначительные изменения коэффициентов обратной связи и усиления могут сильно изменить форму сигнала и коэффициент гармоник. Поэтому для увеличения стабильности частоты генераторов необходимо стремиться, во-первых, к увеличению добротности колебательных контуров и, во-вторых, к стабилизации формы сигнала. Последняя удается при достаточно большом произведении γK , когда сигнал имеет практически прямоугольную форму. В этом случае некоторое изменение параметров усилителя и обратной связи генератора не вызовет заметных изменений

формы и коэффициента гармоник сигнала, а следовательно, и частоты генератора.

Другой причиной нестабильности LC - и RC -генераторов является нестабильность параметров их частотозадающих элементов. Так, с изменением температуры изменяются линейные размеры конденсаторов, катушек индуктивности, что в свою очередь влечет за собой изменение их емкости и индуктивности. В случае, например, LC -генераторов при этом будет иметь место относительное изменение частоты

$$\Delta f/f_0 = -(\Delta L/L_0 + \Delta C/C_0)/2, \quad (7.5)$$

где L_0 и C_0 — значения индуктивности и емкости колебательного контура при номинальной частоте f_0 ; ΔL , ΔC — изменения индуктивности и емкости, вызвавшие изменение частоты Δf .

Температурный коэффициент емкости (ТКЕ), представляющий собой относительное изменение емкости конденсатора при изменении температуры на 1°C , для слюдяных конденсаторов составляет $(5-10) \cdot 10^{-5}$. Близкую к этой величину имеет относительный уход индуктивности (ТКИ) для хороших катушек.

Промышленность выпускает конденсаторы как с положительным, так и с отрицательным ТКЕ. Так, например, керамические конденсаторы делают с ТКЕ как $+(30-50)10^{-6}$, так и с $-(30-50)10^{-6}$. Кроме того, выпускаются конденсаторы с отрицательным ТКЕ до $-(700-1500)10^{-6}$.

Конденсаторы с большим ТКЕ могут быть использованы для температурной компенсации изменения частоты генераторов. С этой целью они включаются параллельно с конденсаторами, имеющими положительный ТКЕ. Выражение (7.5) для такого случая примет вид

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_0} + \frac{\Delta C + \Delta C_K}{C_0 + C_K} \right), \quad (7.6)$$

где C_K , ΔC_K — номинальное значение и температурные изменения компенсирующей емкости.

Изменение частоты генератора в этом случае будет практически равно нулю (форму сигнала и добротность контура считаем неизменными), если член уравнения (7.6), заключенный в скобки, будет равен нулю. На практике при использовании конденсаторов с большим ТКЕ выполняется условие $C_K \ll C_0$. Поэтому температурное изменение компенсирующей емкости можно выразить соотношением

$$\Delta C_K \approx -(C_0 \Delta L/L_0 + \Delta C). \quad (7.7)$$

Это выражение, однако, не учитывает имеющуюся нестабильность входной емкости транзисторов и монтажа, которые также могут способствовать изменениям частоты генераторов. Чтобы снизить влияние этих факторов, полезно увеличивать применяемые емкости в колебательных контурах LC -генераторов. При

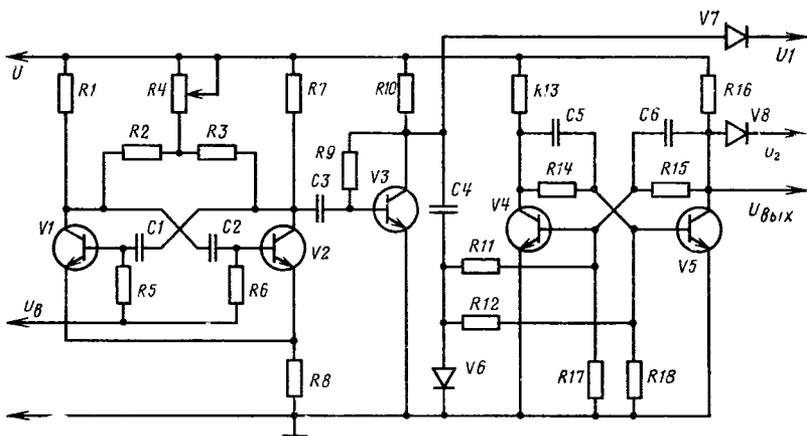


Рис. 186. Генераторная основа с мультивибратором

этом, естественно, уменьшатся величина индуктивности и характеристическое сопротивление контура и упадет коэффициент усиления схемы (увеличится энергия, потребляемая контуром), что может вызвать необходимость усложнения конструкции генератора.

В качестве генераторов ЭМИ иногда используют также мультивибраторы, которые, не отличаясь достаточно высокой стабильностью частоты, просты в изготовлении и настройке и могут устойчиво работать в широком диапазоне частот. Одна из возможных схем генераторной основы с мультивибраторами и последующими триггерными делителями приведена на рис. 186. Мультивибратор собран на транзисторах $V1$, $V2$. Перестраивать его частоту можно с помощью резистора $R4$. Напряжение вибратора u_b подается на базы транзисторов через резисторы $R5$, $R6$. Сигнал с мультивибратора поступает на усилитель, выполненный на транзисторе $V3$, который необходим для развязки мультивибратора с триггерами и повышения крутизны фронтов импульсов для надежного их запуска (на схеме показан один триггер, выполненный на транзисторах $V4$, $V5$). Диод $V6$ служит для обрезания отрицательного всплеска сигнала, образуемого вследствие дифференцирующего действия конденсатора $C4$ на прямоугольные импульсы сигнала звуковой частоты. Генераторная основа такого типа использована, например, в электроаккордеоне «Сизме» (Италия).

Генераторная основа одноголосных клавишных ЭМИ. Одноголосные ЭМИ не получили такого большого распространения, как многоголосные, хотя именно с этих инструментов началось основное развитие и применение электронных музыкальных инструментов. Сегодня немногочисленными отечественными представителями таких инструментов являются клавишные инструменты «Эквондин», «Романтика», «Эмибас». Основная цель, которую преследовали разработчики таких инструментов, — это получить инстру-

мент транспортабельный, простой, дешевый при высоком качестве звучания. Быстрое развитие электроники, транзисторизация и миниатюризация схем сделали эти задачи неактуальными.

Однако способы формирования музыкальных тембров и некоторые другие технические решения, используемые, например, в инструменте «Эквотин», до сих пор привлекают внимание разработчиков.

В одноголосном клавишном ЭМИ при одном генераторе тона при последовательном нажатии клавиш удается получить диапазон звуков от одной до нескольких октав. Перестройку частоты осуществляют за счет коммутации частото задающих элементов генератора с помощью контактов клавиатуры. При использовании LC -генераторов такими элементами может быть набор конденсаторов. В RC -генераторах ими являются резисторы.

Различают схемы прямого и обратного выбора высоты тона. Схема прямого выбора при одновременном нажатии нескольких клавиш дает наиболее высокий звук, соответствующий нажатой клавише. Аналогичное явление происходит при прижатии струны к ладовым пластинам в щипковом инструменте.

Схему обратного выбора используют в педальных (ножных) клавиатурах электроорганов, где иногда для этой клавиатуры применяют самостоятельную одноголосную схему звукообразования. При одновременном нажатии нескольких педаль в таких инструментах звучит тон нижней нажатой педали.

На рис. 187 показаны схемы прямого (а) и обратного (б) выбора высоты тона при использовании RC -генератора. Частота генератора в схеме (см. рис. 187, а) будет определяться местоположением правого замкнутого клавишного контакта S_1, \dots, S_n при одновременном нажатии нескольких клавиш, поскольку все резисторы левее этого контакта окажутся закороченными. В схеме обратного выбора (см. рис. 187, б) частота генератора будет определяться левым разомкнутым контактом, так как все резисторы правее его окажутся отключенными.

Практическая схема генераторной основы, использованная в одноголосном ЭМИ «Романтика-2» и выполненная на RC -генераторе по схеме прямого выбора, приведена на рис. 188. Частото задающими элементами схемы являются резисторы R_1, R_2, \dots, R_n , определяющие частоты генератора, выполненного на

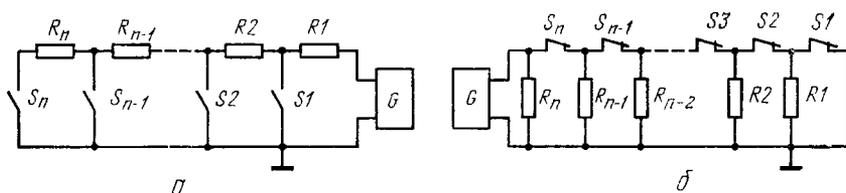


Рис. 187. Схемы выбора высоты тона:
а — прямая; б — обратная

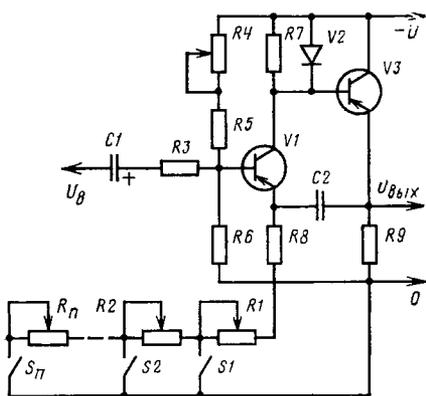


Рис. 188. Генераторная основа ЭМИ «Романтика-2» с прямой системой выбора тона

тательные частото задающие элементы при переходе из одной октавы в другую. Кроме того, требования к стабильности параметров элементов схемы такого генератора весьма высоки.

Генераторная основа терменвоксов. Генераторная основа терменвоксов, называемых иногда эфирными скрипками, представляет собой два высокочастотных генератора, частота одного из которых постоянна, а другого изменяется внесением в поле электрического контура руки человека. Биеения частот этих генераторов после детектирования преобразуются в звуковую частоту. Одна

гранзисторах $V1, V3$. Клавишные контакты $S1, S2, \dots, S_n$ при ненажатых клавишах находятся в разомкнутом состоянии и генератор не работает. При нажатии на любую из клавиш замыкается соответствующий контакт и схема начинает генерировать колебания, частота которых определяется правой нажатой клавишей.

Сложность изготовления таких генераторов заключается в трудности настройки их для работы в широком диапазоне частот. Поэтому иногда применяют специальные подклавишные контакты, позволяющие подключать дополни-

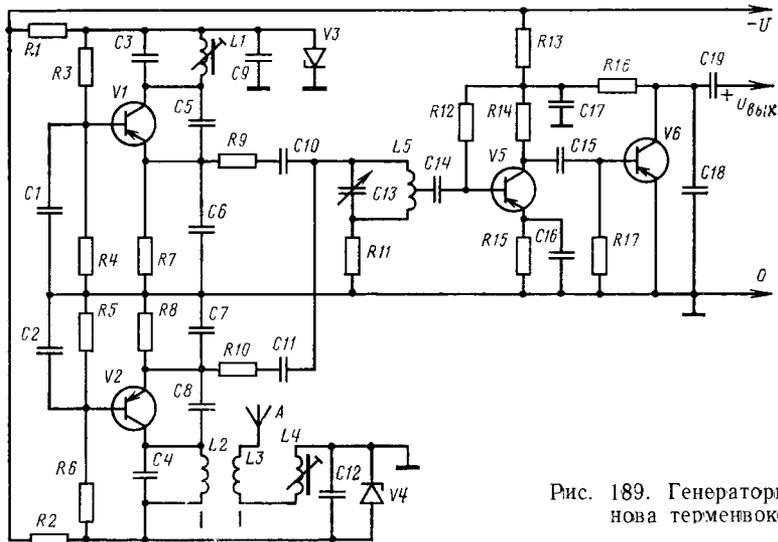


Рис. 189. Генераторная основа терменвокса

из возможных схем такой генераторной основы приведена на рис. 189 [44]. Высокочастотные генераторы собраны на транзисторах $V1$, $V2$ по схеме с общей базой и емкостной обратной связью. Частота колебаний первого генератора составляет 90 кГц, а частота второго зависит от положения руки музыканта относительно стержня A , играющего роль обкладки конденсатора колебательного контура, связанного с контуром второго генератора. Частоту этого генератора можно изменять положением руки от 90,016 до 94,0 кГц, что позволяет выделить биения между генераторами с частотами от 16 до 4 кГц.

Колебательный контур $L5C13$ настраивается на частоту первой или любой другой гармоники, что вместе с транзистором $V5$ представляет собой высокочастотный усилитель. Частота настройки контура этого усилителя влияет на тембр получаемого звука.

После детектирования колебания с помощью детектора, собранного на транзисторе $V6$, и фильтрации высокочастотной составляющей с помощью конденсатора $C18$, на выходе схемы выделяются колебания, частота которых равна частоте биений.

§ 3. ГЕНЕРАТОРНАЯ ОСНОВА МНОГОГОЛОСНЫХ ЭМИ С ОДНИМ ВЕДУЩИМ ГЕНЕРАТОРОМ

Генераторная основа, содержащая двенадцать задающих генераторов частоты, настроенных на высшую октаву звукового диапазона ЭМИ, требует применения сложных в изготовлении и настройке высокостабильных генераторов. При многогенераторной основе ЭМИ необходимо периодически подстраивать все двенадцать генераторов. Кроме того, при введении вибрато или глиссандо с помощью внешних электрических сигналов уход частоты различных генераторов бывает неодинаков вследствие неидентичности компонентов, применяемых при изготовлении генераторов и различия частот, на которые эти генераторы приходится настраивать. В связи с этим в последнее время получила распространение генераторная основа ЭМИ с одним ведущим генератором и рядом делителей частоты, выполняемых, как правило, на интегральных микросхемах.

В ЭМИ с такой генераторной основой интервальные коэффициенты в пределах октавы остаются постоянными. Расстройка частоты ведущего генератора не приводит к расстройке инструмента в целом. При этом происходит лишь общее смещение строя вверх или вниз по частоте. Подстройку инструмента под другие инструменты оркестра или переход в другую тональность (транспонирование строя) производят весьма просто с помощью одного регулятора частоты ведущего генератора. Рассмотрим методы построения такой генераторной основы.

Генераторная основа, использующая принцип сложения частот, кратных двум. Для создания такой генераторной основы необходимо получить отношения частот (частотные интервалы), соответствующие двенадцатиступенному равномерно-темперированно-

му строю. Любые числа, в том числе и числа, выражающие частотные интервалы, можно записывать не только в общепринятой десятичной системе счисления, но и в любой другой. Так, для любой позиционной системы, т. е. системы, в которой позиция (месторасположение) цифр определяет их значимость, число N можно представить в виде суммы степеней основания q , умноженных на соответствующие коэффициенты

$$N_q = K_n q^n + K_{n-1} q^{n-1} + \dots + K_0 q^0 + K_{-1} q^{-1} + \dots \quad (7.8)$$

Тогда частотный интервал секунды при основании 10 можно представить в виде

$$N_{10} = \sqrt[12]{2} \approx 1,059463 = 1 \cdot 10^0 + 0 \cdot 10^{-1} + 5 \cdot 10^{-2} + 9 \cdot 10^{-3} + 4 \cdot 10^{-4} + 6 \cdot 10^{-5} + 3 \cdot 10^{-6}.$$

При основании 2 это число можно выразить

$$N_2 = 1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^{-1} + 0 \cdot 2^{-2} + 0 \cdot 2^{-3} + 0 \cdot 2^{-4} + 1 \cdot 2^{-5} + 1 \cdot 2^{-6} + 1 \cdot 2^{-7} + 1 \cdot 2^{-8} + 0 \cdot 2^{-9} + 1 \cdot 2^{-10}.$$

Такая запись чисел неудобна и поэтому как в десятичной, так и в двоичной системах используют более простую позиционную запись чисел. Запись чисел в двоичной системе и соответствующие им числа десятичной системы счисления приведены в табл. 24.

Т а б л и ц а 24. Представление десятичных чисел в двоичной системе счисления

Запись числа в десятичной системе	Выражение десятичного числа при основании 2	Запись десятичного числа в двоичной системе	Запись числа в десятичной системе	Выражение десятичного числа при основании 2	Запись десятичного числа в двоичной системе
2	2^1	10	0,25	2^{-2}	0,01
1	2^0	1	0,21875	$2^{-3} + 2^{-4} + 2^{-5}$	0,00111
0,875	$2^{-1} + 2^{-2} + 2^{-3}$	0,111	0,1875	$2^{-3} + 2^{-4}$	0,0011
0,75	$2^{-1} + 2^{-2}$	0,11	0,125	2^{-3}	0,001
0,5	2^{-1}	0,1	0,09375	$2^{-4} + 2^{-5}$	0,00011
0,4375	$2^{-2} + 2^{-3} + 2^{-4}$	0,0111	0,0625	2^{-4}	0,0001
0,375	$2^{-2} + 2^{-3}$	0,011	0,03125	2^{-5}	0,00001

Удобство применения в технике двоичной системы заключается в том, что большинство электронных и электрических устройств (транзисторы, реле и др.) может надежно занимать два устойчивых состояния, обеспечивающих помехозащищенность, простоту конструкции.

Рассмотрим цепочку двухпозиционных устройств, представляющих собой триггерные делители частоты (рис. 190). Будем подавать на эту цепочку сигналы с генератора частоты. После каждого триггера частота сигнала уменьшается в два раза. Если частоту после первого триггера обозначить f_1 , то частота после пер-

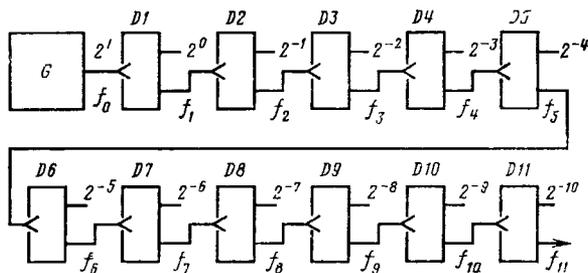


Рис. 190. Цепочка триггерных делителей частоты

вого и каждого последующего триггера может быть представлена рядом чисел

$$f_1 = 2^0 f_0; \quad f_2 = 2^{-1} f_1; \quad f_3 = 2^{-2} f_2; \quad f_4 = 2^{-3} f_3 \text{ и т. д.,}$$

где $2^0, 2^{-1}, 2^{-2}, 2^{-3}$ являются частотными коэффициентами делительной цепочки.

Таким образом, получим ряд частот, складывая которые можно подобрать частоты, довольно близко отстоящие от частот двенадцатиступенного равномерно-темперированного строя, а интервалы между этими частотами соответственно будут выражать интервалы темперации октавы (на способе сложения таких частот остановимся ниже).

В табл. 25 приведены значения интервалов октавы в десятичной системе и соответствующие им приближенные значения интервалов при записи одиннадцатью знаками двоичной системы. Из таблицы видно, что интервал малой секунды (от *до* до *до-диез*) можно представить в виде

$$\frac{12}{1} \bar{2} \approx 1,059463 \approx 2^0 + 2^{-5} + 2^{-6} + 2^{-7} + 2^{-8} + 2^{-10}.$$

В двоичной системе этот интервал запишется 1,0000111101. Аналогично выражаются и другие интервалы. Каждая значащая цифра двоичного числа соответствует коэффициенту деления после определенного триггера. Так, интервал малой секунды можно получить, если сложить частоты после триггеров *D1, D6, D7, D8, D9, D11* (см. рис. 190).

Чем большее число триггеров включено в состав делительной цепочки, тем с большей точностью можно образовать интервальные коэффициенты, поскольку число двоичных цифр для выражения коэффициентов будет больше. Максимальный разброс частот в зависимости от количества используемых триггеров, отличающий реальные получаемые интервальные коэффициенты от расчетных, приведен на рис. 191. Чтобы удовлетворить требованиям формулы (7.1), необходимо использовать не менее 9 триггеров.

Съем сигналов с соответствующих триггеров для обеспечения минимального отклонения интервальных коэффициентов от расчетных при различных числах триггеров в делительной цепочке следует производить в соответствии с табл. 26, в которой места

Таблица 25. Значение интервалов, получаемых в результате темперации октавы, в десятичной и двоичной системах записи

Название звуков октавы	Образуемые интервалы относительно звука <i>до</i>	Запись интервалов в двоичной системе относительно интервальных коэффициентов частот, образуемых триггерами											Значение двоичного числа в десятичной системе	Относительная погрешность записи интервала в двоичной системе
		2 ⁰	2 ⁻¹	2 ⁻²	2 ⁻³	2 ⁻⁴	2 ⁻⁵	2 ⁻⁶	2 ⁻⁷	2 ⁻⁸	2 ⁻⁹	2 ⁻¹⁰		
<i>до</i>	1,000	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1,000	0
<i>до-диез</i>	1,059463	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1,059570	+0,000101
<i>ре</i>	1,122462	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1,122070	-0,000349
<i>ре-диез</i>	1,189207	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1,189453	+0,000207
<i>ми</i>	1,259921	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1,259766	-0,000123
<i>фа</i>	1,334839	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1,334961	+0,000091
<i>фа-диез</i>	1,414213	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	1,414063	-0,000106
<i>соль</i>	1,498306	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1,498047	-0,000173
<i>соль-диез</i>	1,587400	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1,587891	+0,000309
<i>ля</i>	1,681792	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1,681641	-0,000898
<i>ля-диез</i>	1,781797	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1,782223	+0,000239
<i>си</i>	1,887748	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1,887695	-0,000028

Таблица 26. Запись интервальных коэффициентов в двоичной системе, получаемых при различных количествах двоичных делителей частоты

Названия звуков октавы	Интервалы относительно звука до	Запись интервалов в двоичной системе, образуемых при различных количествах (n) двоичных делителей частоты				
		$n = 8$	$n = 9$	$n = 10$	$n = 11$	$n = 12$
<i>до</i>	1,000	1,0000000	1,00000000	1,000000000	1,0000000000	1,00000000000
<i>до-диез</i>	1,059463	1,0001000	1,00001111	1,000011110	1,0000111101	1,00001111010
<i>ре</i>	1,122462	1,0010000	1,00011111	1,000111111	1,0001111101	1,00011111011
<i>ре-диез</i>	1,189207	1,0011000	1,00110000	1,001100001	1,0011000010	1,00110000100
<i>ми</i>	1,259921	1,0100001	1,01000011	1,010000101	1,0100001010	1,01000010100
<i>фа</i>	1,334839	1,0101011	1,01010110	1,010101100	1,0101010111	1,01010101110
<i>фа-диез</i>	1,414213	1,0110101	1,01101010	1,011010100	1,0110101000	1,01101010000
<i>соль</i>	1,498306	1,1000000	1,10000000	1,011111111	1,0111111110	1,01111111101
<i>соль-диез</i>	1,587400	1,1001011	1,10010110	1,100101101	1,1001011010	1,10010110011
<i>ля</i>	1,681792	1,1010111	1,10101111	1,101011101	1,1010111010	1,10101110100
<i>ля-диез</i>	1,781797	1,1100100	1,11001000	1,110010000	1,1100100001	1,11001000001
<i>си</i>	1,887748	1,1110010	1,11100011	1,111000111	1,1110001101	1,11100011010

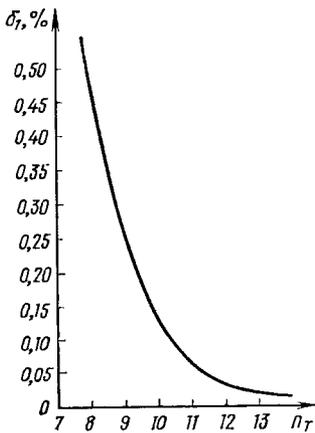


Рис. 191. Максимальное отклонение от расчетных частот равномерно-темперированного строя генераторной основы суммирования частот при различных количествах двоичных делителей

единиц в двоичных числах, как и в табл. 25, определяют соответствующие триггеры, с которых необходимо снимать сигналы для получения требуемых частот.

Другой задачей, решаемой при создании генераторной основы с одним ведущим генератором, является задача практического сложения сигналов, снимаемых с триггеров. На рис. 192, а приведены формы сигналов, образующихся на выходе триггеров. Чтобы сложить соответствующим образом эти сигналы, необходимо, во-первых, уменьшить длительность действия импульсов и, во-вторых, обеспечить неодновременность действия импульсов на выходе двух любых триггеров, т. е. исходные сигналы преобразовать в сигналы, показанные на рис. 192, б. Этого можно достичь путем выполнения с сигналами операций конъюнкции (логического умножения), инверсии (логического отрицания) и дизъюнкции (логического сложения).

Для выполнения этих операций применяют логические элементы И, НЕ и ИЛИ.

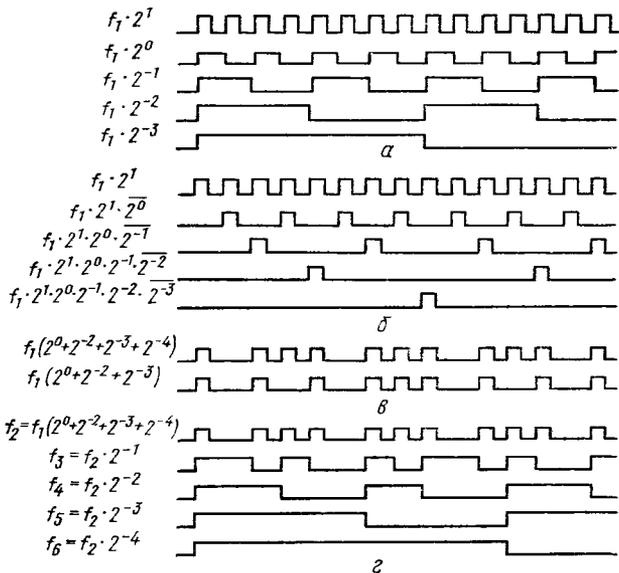


Рис. 192. Формы электрических сигналов, используемых для синтеза равномерно-темперированных частот:

а — на триггерах основной делительной цепочки; б — после логических элементов; в — после синтеза темперированных частот; г — после триггеров, устраняющих дрожание

Результаты некоторых логических операций при использовании трех исходных сигналов x_1, x_2, x_3 приведены в табл. 27. При-

Таблица 27. Логические операции с тремя исходными сигналами

x_1	x_2	x_3	Операции И		Операции НЕ		Операции ИЛИ $x_1 + x_2$	Операции ИЛИ-НЕ $x_1 + \bar{x}_2$	Операции НЕ-ИЛИ $\bar{x}_1 + x_2$	Операции НЕ-ИЛИ-ИЛИ-НЕ $\overline{x_1 + x_2}$	$x_1 x_2$	$\bar{x}_1 + x_2$	$\overline{x_1 + x_2}$
			$x_1 x_2$	$x_1 x_2 x_3$	x_1	x_2							
0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0
0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0
0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0
1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1
1	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1
1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0
1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0

меня некоторые из этих операций к сигналам, снимаемым с триггеров (см. рис. 192, а), можно получить сигналы той же частоты, но малой длительности и не совпадающие по времени друг с другом. Логические операции, которые необходимо выполнить при этом с сигналами, поступающими с триггеров, и формы преобразованных сигналов приведены на рис. 192, б. Эти операции свелись к логическому умножению, реализуемому с помощью элементов И. Самый низкочастотный из исходных сигналов при этом предварительно инвертируется, т. е. подвергается операции НЕ (это условно обозначено чертой над числом). Если обратиться к табл. 27, можно убедиться, что операция логического умножения И может быть заменена операцией логического сложения ИЛИ, если исходные сигналы будут сначала подвергнуты инвертированию (операция НЕ) и полученный результат будет еще раз инвертирован, т. е. $x_1 x_2 = \overline{\overline{x_1 + x_2}}$.

Операцию ИЛИ выполнять удобнее, по-

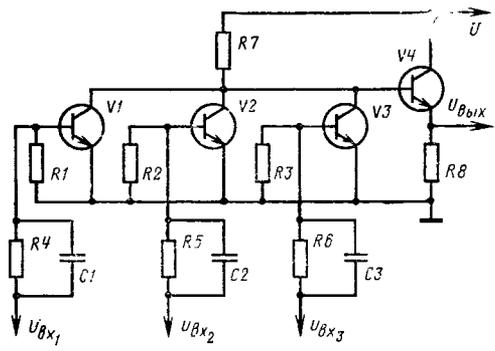


Рис. 193. Электрическая схема логического элемента ИЛИ-НЕ

сколькx в этом случае с триггера можно снимать сигналы с обоих плеч, а не только с плеча, запускающего очередной триггер. Второе плечo выдает сигнал, инверсный по отношению к сигналу, запускающему очередной триггер. Таким образом, все сигналы, кроме самого низкочастотного, снимаются с инверсного выхода триггера, что разгружает его основное плечо и улучшает при этом фронты запускающих триггеры сигналов.

Операция одновременного инвертирования суммарного сигнала после операции *ИЛИ* не представляет неудобств. Электрическая схема (рис. 193) выполняет одновременно логические операции *ИЛИ* — *НЕ*. Когда на входы схемы сигналы не поступают, то транзисторы *V1*, *V2*, *V3* находятся в закрытом состоянии. При этом на базу транзистора *V4* поступает напряжение, близкое к напряжению источника *u*. На эмиттере этого транзистора, являющегося эмиттерным повторителем, будет практически то же напряжение, что и на его базе. Когда хотя бы на один вход поступит сигнал (в нашем случае с триггера), то откроется соответствующий транзистор и на базе эмиттерного повторителя появится сигнал, близкий к нулю. Это приведет к закрыванию транзистора *V4* и отсутствию напряжения на выходе схемы.

Таким образом, приведенная схема реализует логические операции *ИЛИ* — *НЕ*. Схема может иметь от двух до десяти входов.

Схема соединения элементов *ИЛИ* — *НЕ* в генераторной основе ЭМИ с основной триггерной цепочкой, состоящей из 11 триггеров, приведена на рис. 194. Сигналы с элементов *ИЛИ* — *НЕ* поступают на суммирующую схему (рис. 195).

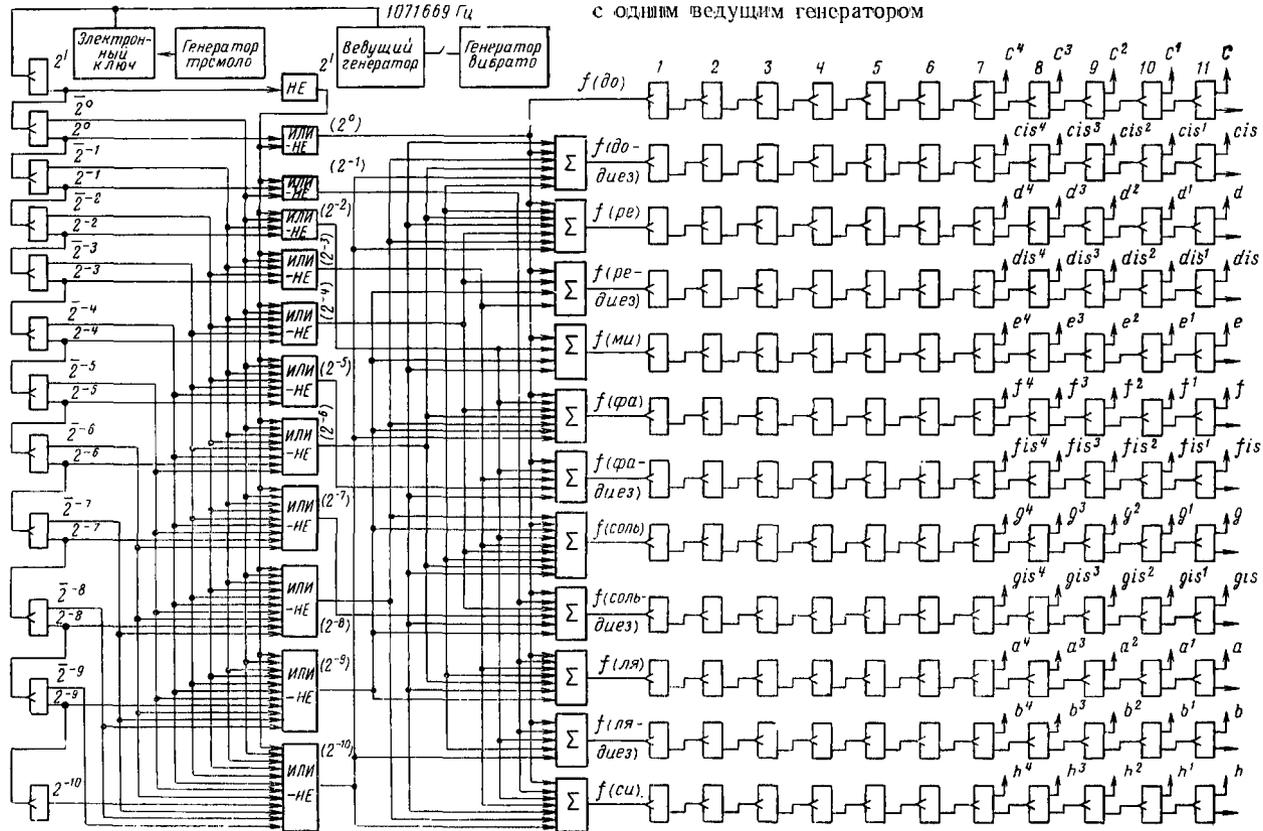
Сигналы поступают на входы суммирующей схемы после логических элементов в соответствии с табл. 25, образуя тот или иной частотный интервал. Схема может иметь до десяти входов. Дiodы *V1*—*V4* необходимы для исключения возможности появления сигналов на соседних входах при подаче их на один вход. Эмиттерный повторитель на транзисторе *V5* служит для увеличения входного сопротивления схемы и уменьшения ее выходного сопротивления. Выходной сигнал будет непериодичным из-за непостоянства скважности, связанного с выпадением в результате сложения сигналов отдельных импульсов.

Разница в длительностях пауз между импульсами может отличаться на величину периода сигнала ведущего генератора T_r . Чтобы максимально приблизить сигнал к периодическому, приходится применять после суммирующей схемы дополнительные триггерные цепочки (см. рис. 194). При этом после каждого триггера частота колебаний будет уменьшаться в два раза, а разница в длительности пауз будет сохраняться, т. е. независимо от ступеней деления

$$\Delta T = T_r = \text{const.} \quad (7.9)$$

Степень непериодичности сигнала может быть определена из выражения

Рис. 194. Генераторная основа ЭМИ с одним ведущим генератором



$$\sigma\% = 100T_{\Gamma}/T_{\text{н}} = 100f_{\Gamma}/(2^n f_0), \quad (7.10)$$

где $T_{\text{н}}$ — период колебаний звуковой частоты наивысшего сформированного тона; f_{Γ} — наибольшая частота сигнала, полученного в результате суммирования частот делительной цепочки; f_0 — частота ведущего генератора; n — число ступеней деления (число триггеров).

Как показывает опыт, при $\sigma > 2\%$ неперриодичность может неприятно раздражать слух. При $\sigma \leq 0,5\%$ неперриодичность на слух неощутима.

Из уравнения (7.10) следует, что количество ступеней деления (триггеров) для уменьшения неперриодичности должно быть не менее шести. Для лучших ЭМИ необходимо выполнить условие

$$n \geq 7. \quad (7.11)$$

Тогда, например, при самой высокой звуковой частоте сформированной генераторной основой, составляющей до четвертой октавы ($c^4 = 2093,104$ Гц), частота ведущего генератора f_0 должна составлять 535 835 Гц. Генераторную основу часто рассчитывают на пятую октаву, что приводит к необходимости увеличения частоты.

В некоторых случаях в ЭМИ с одним ведущим генератором применяют автоматическое октавное или квинтовое повышение частоты, называемое иногда октавным (квинтовым) тремоло. Его действие заключается во включении и выключении с частотой 3—6 Гц дополнительного триггера (или другого переключающего частоту элемента). В случае применения дополнительного триггера (см. рис. 194) это приводит также к необходимости увеличения частоты ведущего генератора в два раза, т. е. в нашем случае она должна составить 1 071 669 Гц.

В качестве генератора октавного тремоло может быть применен обычный низкочастотный мультивибратор. Одна из возможных схем электронного ключа, обеспечивающая такое тремоло, показана на рис. 196. При подаче на схему сигнала $u_{\text{н}}$ с мультивибратора, работающего с частотой 3—6 Гц, транзисторы $V1$, $V4$ поочередно открываются и закрываются, причем при положительной полуволне сигнала открывается транзистор $V1$ и сигнал $u_{\text{вых}}$

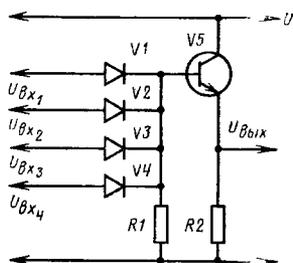


Рис. 196. Схема суммирования сигналов с элементов ИЛИ — НЕ

с задающего генератора свободно проходит через этот транзистор и диод $V2$ на выход схемы и дальше на триггерные цепочки, минуя триггер D . Транзистор $V4$ в этом случае закрыт. При отрицательной полуволне транзистор $V1$ закрывается, а $V4$ открывается и сигнал на выход схемы может попасть только через триггер D , т. е. частота сигнала в этом случае понизится в два раза.

Генераторная основа, формируемая с помощью обратных связей. Цепочки триггеров, рассмотренные нами ранее, имеют число устойчивых состояний, т. е.

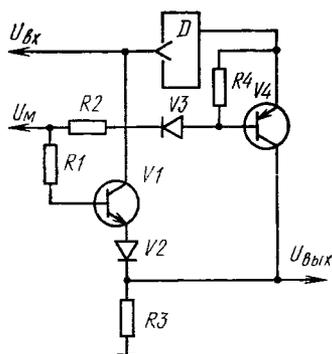
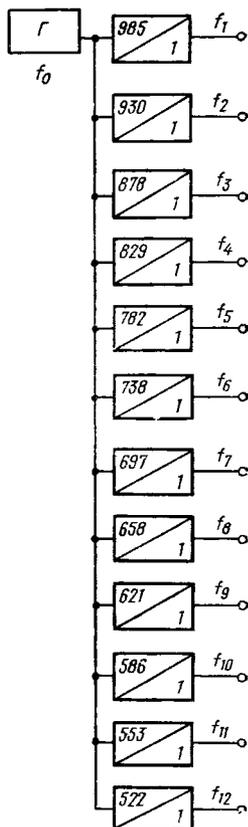


Рис. 196. Схема электронного ключа для включения октавного тремоло

Рис. 197. Генераторная основа ЭМИ с двенадцатью делительными цепочками →



коэффициент пересчета $H=2^n$, где n — число триггеров в цепочке. Каждая ступень (триггер) в такой цепочке понижает частоту следования импульсов в два раза, что приводит к необходимости применения большого количества логических элементов для получения требуемых интервальных коэффициентов между синтезируемыми частотами. Кроме того, на выходе схемы имеется неперiodичность сигналов (эффект дрожания), для устранения которой приходится применять дополнительные триггерные цепочки.

Используя же обратные связи в триггерных цепочках, можно получить коэффициент пересчета $H < 2^n$. Это позволяет построить генераторную основу, преобразующую частоту ведущего генератора сразу в частоту соответствующего тона ЭМИ, причем неперiodичность сигнала при этом будет отсутствовать.

Для такой генераторной основы необходимо иметь 12 делительных цепочек с коэффициентами пересчета, имеющими отношения, близкие к интервальным коэффициентам октавы (рис. 197). Точность получаемых интервальных коэффициентов будет определяться количеством триггеров в цепочках. Так, при использова-

нии в каждой цепочке по 9 триггеров разница между расчетными коэффициентами и максимальным разбросом значений получаемых интервальных коэффициентов не превышает 0,19%. При использовании 10 триггеров эта разница сокращается до 0,095%, что вполне удовлетворяет условию (7.1).

Таким образом, задача построения генераторной основы по этой схеме сводится к построению 12 делительных цепочек с коэффициентами пересчета, приведенными в табл. 28.

Максимально возможный коэффициент пересчета цепочки из триггеров составляет величину $H_m = 2^n$. При введении обратных связей $H < 2^n$. Число состояний делительной цепочки, на которое необходимо уменьшить максимальный коэффициент пересчета, чтобы получить требуемый, будет равно

$$\Delta H = 2^n - H. \quad (7.12)$$

Чтобы уменьшить коэффициент пересчета со значения $H_m = 2^n$ до значения $H = 2^n - \Delta H$, необходимо в процессе заполнения цепочки импульсами, поступающими с генератора, ввести в цепочку число импульсов, равное ΔH . Это удобно сделать, когда переключается последний триггер, т. е. при числе импульсов, поступивших в цепочку, равном 2^{n-1} . В этом случае для получения требуемого коэффициента пересчета H следует найти такое число N , которое бы указывало на места подключения обратных связей. Это число можно получить, если сложить количество импульсов, подаваемых на первый триггер при нулевом положении других триггеров и необходимых для перевода последнего триггера из состояния 0 в состояние 1 с числом ΔH , т. е.

$$N = 2^{n-1} + \Delta H = 2^{n-1} + 2^n - H = 3 \cdot 2^{n-1} - H. \quad (7.13)$$

Если число N перевести в двоичную систему счисления $N_{(2)}$, то состояние соответствующих цифр 1 укажет на места включения обратных связей.

Минимальное количество триггеров, необходимое для получения коэффициента пересчета H , можно определить из соотношения

$$n \geq \log_2 H. \quad (7.14)$$

Если по формуле (7.14) получено дробное число, то оно заменяется ближайшим большим целым числом.

Условия правильной работы пересчетной схемы с обратными связями определяются также правильностью соединения триггеров и обратных связей. Поясним сказанное на примере.

Пусть нам необходимо построить цепочку триггеров с коэффициентом пересчета $H=7$. По формуле (7.14) находим необходимое количество триггеров $n \geq \log_2 7 \approx 2,808$. Принимаем $n=3$. Из соотношения (7.13) находим $N = 3 \cdot 2^{3-1} - 7 = 5$. В двоичной системе счисления $N_{(2)} = 101$. Следовательно, для цепочки с коэффициентом

Таблица 28. Значения интервальных коэффициентов и параметров генераторной основы с 12 делительными цепочками

Тон	Расчетные интервальные коэффициенты K_{II}	Параметры цепочек при количествах триггеров					
		$n = 9$			$n = 10$		
		Коэффициенты пересчета H	Образуемые интервальные коэффициенты	Относительная погрешность, %	Коэффициенты пересчета H	Образуемые интервальные коэффициенты	Относительная погрешность, %
<i>c</i>	1,0	506	1,000	0	985	1,000	0
<i>cis</i>	1,059463	478	1,058577	-0,0836	930	1,059139	-0,0306
<i>d</i>	1,122462	451	1,121951	-0,0455	878	1,121867	-0,0530
<i>dis</i>	1,189207	426	1,176193	-0,1693	829	1,188178	-0,0865
<i>l</i>	1,259921	402	1,258106	-0,1441	782	1,259990	+0,0055
<i>f</i>	1,334839	379	1,335092	+0,0190	732	1,334688	-0,0131
<i>jis</i>	1,414213	358	1,413407	-0,0570	697	1,413199	-0,0777
<i>g</i>	1,498306	338	1,497041	-0,0844	658	1,496960	-0,0898
<i>gis</i>	1,587400	319	1,586206	-0,0752	621	1,586151	-0,0787
<i>a</i>	1,681792	301	1,681063	-0,0433	586	1,680887	-0,0538
<i>l</i>	1,781797	284	1,781690	-0,0060	553	1,781193	-0,0339
<i>h</i>	1,887748	268	1,888059	+0,0164	522	1,886973	-0,0411

пересчета $H=7$ необходимы три триггера, причем обратная связь заводится на первый и третий триггеры для перевода их в состояние 1. Однако, поскольку последний триггер находится уже в том состоянии, в которое его необходимо перевести обратной связью, и с него она заводится на все, подлежащие охвату обратной связью другие триггеры, на последний триггер обратную связь заводить не имеет смысла.

Схемы включения триггерных цепочек с коэффициентами пересчета $H=7$ приведены на рис. 198. Условимся считать, что в исходном состоянии триггеры имеют на выходах сигналы $Q=0$ и $\bar{Q}=1$. При подаче на вход S импульса ($S=1, R=0$) состояние триггера изменится на $Q=1$ и $\bar{Q}=0$. При подаче импульса на вход R ($R=1; S=0$) соответствующие триггеры принимают состояние $Q=0$ и $\bar{Q}=1$. Средние входы являются счетными. Исходя из этих условий рассмотрим работу нескольких схем.

Схема (см. рис. 198, а) представляет собой фактически суммирующий счетчик с запуском задними фронтами импульсов. Возможные состояния счетчика при подаче на его вход импульсов приведены в табл. 29, а диаграмма напряжений на выходах

Таблица 29. Состояние триггеров счетчиков с коэффициентом пересчета $H=7$

Рис. 198, а				Рис. 198, б				Рис. 198, в			
Порядковый номер импульса	Состояние выходов			Порядковый номер импульса	Состояние выходов			Порядковый номер импульса	Состояние выходов		
	Q_1	Q_2	Q_3		Q_1	Q_2	Q_3		Q_1	Q_2	Q_3
о. с.	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
2	1	1	0	о. с.	0	1	1	2	0	1	1
3	0	0	1	2	1	0	1	3	1	0	1
4	1	0	1	3	0	0	1	4	0	0	1
5	0	1	1	4	1	1	0	5	1	1	0
6	1	1	1	5	0	1	0	о. с.	0	1	0
7	0	0	0	6	1	0	0	6	1	0	0
о. с.	1	0	0	7	0	0	0	7	0	0	0
8	0	1	1	8	1	1	1	8	1	1	1
9	1	1	0	о. с.	0	1	1	9	0	1	1

триггеров — на рис. 199, а. Поскольку срабатывание обратной связи повторяется через количество поступивших импульсов, равное коэффициенту пересчета, причем за это время на выходе схемы появляется всего один импульс, то дрожание, присущее схемам без обратных связей в таких цепях исключается и поэтому здесь нет необходимости применять не только логические элементы, но и дополнительные делительные цепочки (рис. 200).

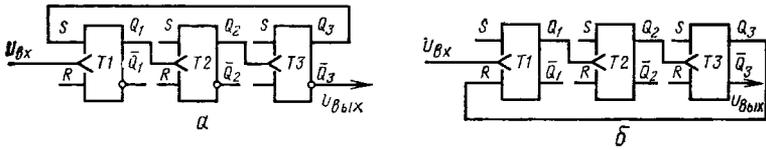


Рис. 198. Включение триггерных цепочек при делении на 7:
а — по схеме суммирующего счетчика; *б* — по схеме вычитающего счетчика; *в* — по схеме вычитающего счетчика с запуском триггеров передним фронтом импульсов

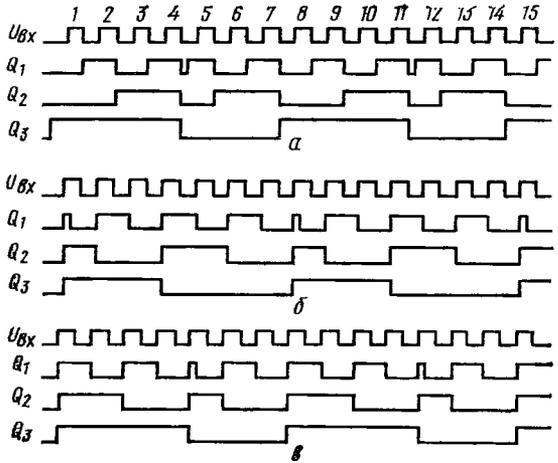
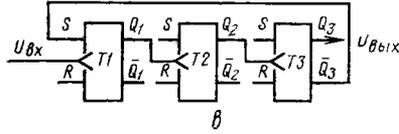


Рис. 199. Диаграммы напряжений счетчиков:
а — суммирующего; *б* — вычитающего при обратной связи с выхода Q_3 на вход R ; *в* — вычитающего при обратной связи с выхода Q_3 на вход S

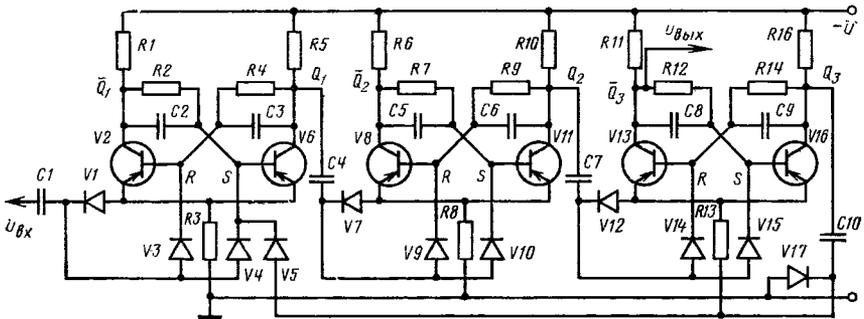


Рис. 200. Электрическая схема триггерного делителя на 7

Иногда бывает удобнее запускать триггер не задними, а передними фронтами импульсов. Схема такой цепочки строится по принципу вычитающего счетчика (см. рис. 198, б). Обратные связи заводятся на те же триггеры, но уже не на вход S , а на вход R . Состояния триггеров будут соответствовать табл. 29, а диаграммы напряжений на выходе триггеров приведены на рис. 199, б.

Возможны и другие варианты включения обратных связей. Например, схема вычитающего счетчика (см. рис. 198, в) будет иметь коэффициент пересчета $H=7$. Ее запуск производится передними фронтами импульсов. Однако во всех случаях номера триггеров, на которые заводятся обратные связи, остаются неизменными при неизменных коэффициентах пересчета.

Для генераторной основы ЭМИ, выполненной в соответствии с рис. 197, в каждой делительной цепочке необходимо иметь $n_{\max} = \log_2 985 \approx 9,944$, $n_{\min} = \log_2 522 \approx 9,028$, т. е. $n=10$ триггеров. Места включения обратных связей можно определить из выражения (7.13). Так, для $H=985$ получим $N=3 \cdot 2^{10-1} - 985 = 551$. В двоичной системе $N_2=1000100111$. Для остальных коэффициентов пересчета N_2 сведены в табл. 30, в которой также даны значения N_2 и коэффициенты пересчета для использования цепочек из 9 триггеров. Частота ведущего генератора может быть определена, например, как $f_0 = f_1 H_1$. Если наивысшую частоту тона принять $f_1 = c^4 = 2093,104$ Гц, то для первого случая ($n=10$) $f_0 = 2061707$ Гц, а для второго ($n=9$) $f_0 = 1059110$ Гц.

Минимизация генераторной основы с обратными связями. Для реализации генераторной основы с десятью триггерами в каждой из цепочек (см. рис. 197) необходимо 120 триггеров. При использовании цепочек по 9 триггеров необходимо уже 108 триггеров. Уменьшение количества триггеров достигнуто ценою увеличения поля разброса погрешностей интервальных коэффициентов примерно с 0,095% до 0,188% (см. табл. 28).

Для уменьшения используемых в схемах элементов, повышения надежности, упрощения конструкции и снижения стоимости изделий разработчики обычно стремятся к минимизации схем без ухудшения их параметров. Схему генераторной основы с десятью триггерами в одной цепочке можно также минимизировать, если попытаться использовать часть триггеров для нескольких цепочек одновременно. Так, разложив на общие множители коэффициенты пересчета (см. табл. 30), часть делительных цепочек можно составить из нескольких включенных последовательно триггеров с самостоятельными обратными связями и использовать их для получения нескольких частот одновременно. Коэффициенты пересчета таких отдельных цепочек определяются общими множителями. Один из вариантов минимизации схемы с десятью триггерами в цепочке показан на рис. 201, а. На рис. 201, б приведен пример минимизации генераторной основы с цепочками из 9 триггеров.

Таблица 30. Порядок включения обратных связей в делительные цепочки

Тон	n = 9		n = 10		
	Коэффициенты пересчета H	Условия включения обратных связей N_2	Коэффициенты пересчета H	Условия включения обратных связей N_2	Разложение коэффициентов пересчета на общие множители для минимизации схемы
<i>c</i>	508	111111010	985	1000100111	5·197
<i>cis</i>	478	111011110	930	1001011110	2·3·5·31
<i>d</i>	451	111000011	878	1010010010	2·439
<i>dis</i>	426	110101010	829	1011000011	829
<i>l</i>	402	110010010	782	1011110010	2·17·23
<i>f</i>	379	101111011	738	1100011110	2·3·3·41
<i>fis</i>	358	101100110	697	1101000111	17·41
<i>g</i>	338	101010010	658	1101101110	2·7·47
<i>gis</i>	319	100111111	621	1110010011	3·3·3·23
<i>a</i>	301	100101101	586	1110110110	2·293
<i>b</i>	284	100011100	553	1111010111	7·79
<i>h</i>	268	100001100	522	1111110110	2·3·3·29

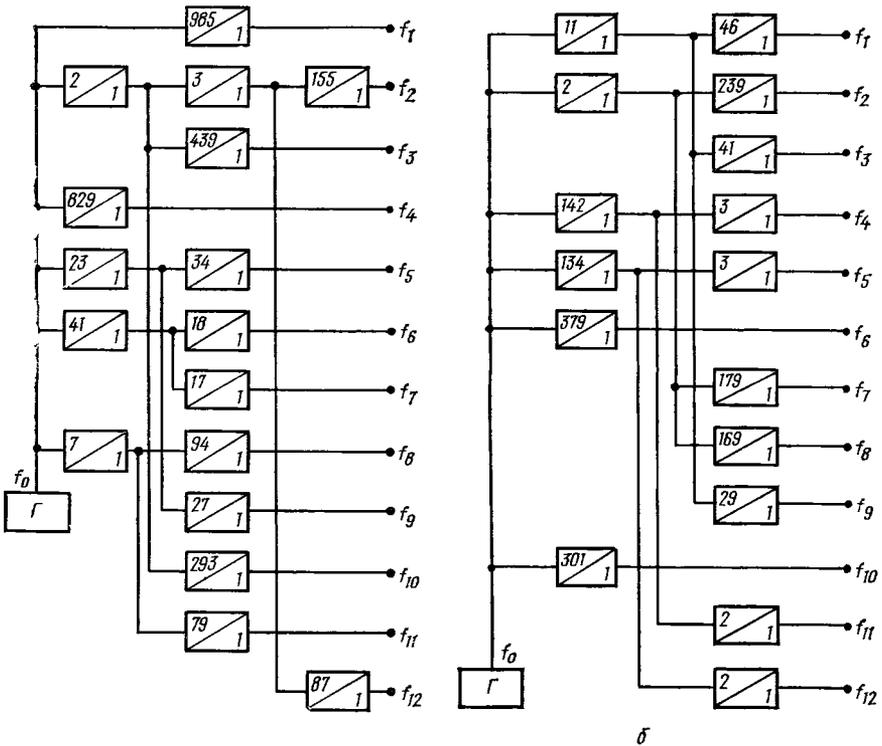


Рис. 201. Минимизированная схема генераторной основы ЭМИ:
 а — при $n=10$; б — при $n=9$

Как видно из приведенных схем, минимизация позволила сократить количество триггеров со 120 до 105 в первом случае и со 108 до 86 во втором. Это можно проверить, воспользовавшись формулой (7.14).

Успех минимизации зависит как от разложимости на общие множители выбранных коэффициентов пересчета, так и от правильности выбора общих делительных элементов, охваченных самостоятельными обратными связями. Необходимо иметь в виду, что при минимизации в первую очередь следует отдать предпочтение элементам с наибольшими общими множителями, а также с множителями, входящими в состав большего числа коэффициентов пересчета.

Важность разложимости на множители коэффициентов пересчета цепочек видна при сопоставлении схем рис. 201. Благодаря наиболее удачному разложению на множители коэффициентов пересчета для цепочек из 9 триггеров, чем для более длинных цепочек (из 10 триггеров), в первом случае удалось сократить 22 триггера, а в более длинных цепочках — лишь 15.

В некоторых случаях можно воспользоваться и менее эффективным методом минимизации генераторной основы с обратными связями, основанным на использовании коэффициентов пересчета, образуемых промежуточными триггерами цепочек и отличающихся от коэффициентов пересчета на выходе последнего триггера. Эти коэффициенты можно найти, используя уравнение

$$H_{n-m} = H / \{2^m - [2^m (1 - 2^{-n}H)]_{ц}\}, \quad (7.15)$$

где H — коэффициент пересчета всей цепочки; n — количество триггеров в цепочке; m — порядковый номер триггера, считая от конца цепочки, на выходе которого определяется коэффициент пересчета, считая триггер, с которого берется обратная связь, нулевым, т. е. число m может принимать значения $m=0; 1; 2; 3 \dots$ и т. д.

От числа в знаменателе, заключенного в квадратные скобки с индексом $ц$, берется только целая часть.

Если из табл. 30 для тона $ре$ взять коэффициент пересчета $H=451$, то по формуле (7.15) для $m=6$ можно получить $H_{9-6} = 451/57$.

Используя параллельно основной цепочке дополнительную триггерную цепочку без обратных связей, составленную из $m=6$ триггеров и работающую от сигналов с триггера, имеющего коэффициент пересчета H_{9-6} , получим между сигналами на выходах дополнительной и основной цепочек приведенный интервальный коэффициент

$$K_m = 2^m H_{n-m} / H. \quad (7.16)$$

Подставляя выбранные нами параметры цепочки в эту формулу, получим интервальный коэффициент $K_6 = 1,122807$. Частота сигналов на выходе дополнительной цепочки с точностью до 0,03% будет соответствовать частоте тона $до$ той же октавы. Это позволит сократить 3 триггера при цепочках из 9 триггеров.

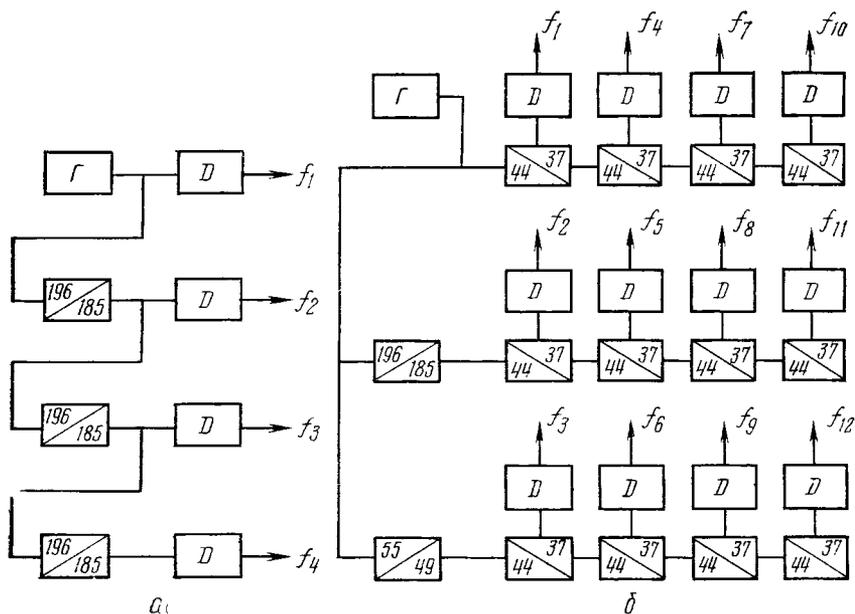


Рис. 202. Генераторные основы ЭМИ:

а — на элементах с коэффициентом пересчета $N=196/185$; *б* — на элементах с несколькими коэффициентами пересчета

Эффективность такого метода может быть повышена, если дополнительные цепочки охватывать соответствующими самостоятельными обратными связями.

Другие способы построения генераторной основы ЭМИ с одним ведущим генератором. Рассмотренные способы построения генераторной основы ЭМИ с одним ведущим генератором не являются исчерпывающими. Известны и другие электронные способы построения сетки равномерно-темперированных частот при использовании одного ведущего генератора. Так, например, может быть построена генераторная основа на счетных элементах с коэффициентами пересчета $N=196/185=1,059459 \approx \sqrt[12]{2}$ (рис. 202, *а*).

Одиннадцать таких элементов включаются последовательно (на рис. 202, *а* показано только четыре элемента).

Поскольку такие счетные элементы выполняются по принципу вычитания одиннадцати импульсов ($196-11=185$), то при такой схеме возникает эффект дрожания, для устранения которого используют дополнительные триггерные цепочки *D*.

Схема с уменьшенным эффектом дрожания (рис. 202, *б*) имеет коэффициенты пересчета элементов $196/185$ и $55/49$ образующие с достаточной точностью частотные интервалы в один и два полутона. Сигналы с этих элементов поступают на цепочки, состоящие из четырех элементов с коэффициентами пересчета $44/37$, что приближенно соответствует интервалу в 3 полутона.

На первую из таких цепочек сигнал подается непосредственно с генератора. В результате на выходе схемы имеется полная сетка частот равномерно-темперированного строя.

Такие схемы специально для ЭМИ разработаны и выпускаются фирмой «Интерметалл» (ФРГ) в интегральном исполнении (например, микросхема SAH190).

Другие варианты построения генераторной основы ЭМИ в настоящее время не получили распространения.

Ведущие генераторы ЭМИ. Ведущие генераторы, которые иногда называют также тактовыми, отличаются от рассмотренных в § 2 прежде всего областью рабочих частот. Частоты ведущих генераторов в зависимости от конструкции генераторной основы и инструмента, составляют от 0,5 до 4 МГц. Это накладывает определенные требования быстродействия на применяемые транзисторы и другие элементы их схем. Кроме того, ведущие генераторы и связанные с ними высокочастотные цепи должны, как правило, тщательно экранироваться.

Требования к стабильности настройки таких генераторов менее жестки, чем те же требования, предъявляемые к низкочастотным генераторам ЭМИ, поскольку уход частоты ведущего генератора здесь не приводит к изменению точности строя инструмента в целом. Настройку же генератора легко восстановить специальным регулятором.

Вместе с тем при разработке ведущих генераторов желательно учитывать возможность перестройки их частоты при глоссандировании в пределах до одной-двух октав и транспонирования строя из одной тональности в другую.

Конструктивно генераторы выполняют по схемам емкостной или индуктивной трехточки или используют для этих целей мультивибраторы. Генераторы с фазирующими RC -цепями на частотах выше 100 кГц обычно не применяются из-за соизмеримости емкостей RC -цепей в этом случае с межэлектродными емкостями и емкостями монтажа. Катушки же индуктивности на высоких частотах имеют малые размеры и количество витков, благодаря чему они получили наибольшее распространение.

На рис. 203 приведена схема ведущего генератора, примененная в генераторной основе ЭМИ, описанного Г. Пельтцем [39]. Частота генерируемых колебаний (f_0) такого генератора составляет 491,744 кГц. Генератор собран по двухтактной схеме на транзисторах $V1$, $V2$, базы которых связаны посредством колебательного контура $LC2C3$, определяющего частоту колебаний генератора. Конденсатор $C3$ переменный. Он позволяет изменять частоту генератора на $\pm 10\%$. Положительные обратные связи осуществляются через конденсаторы $C1$ и $C4$.

Усилительный каскад на транзисторах $V3$, $V6$ служит для развязки генератора от нагрузки последующих делительных цепей, собранных на интегральных микросхемах фирмы «Интерметалл» SAH190, а также для преобразования колебаний генератора в прямоугольные.

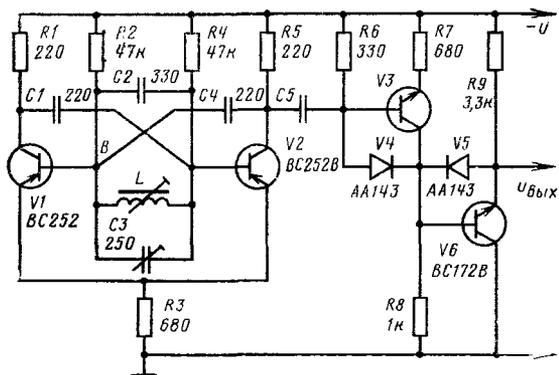


Рис. 203. Электрическая схема ведущего генератора

Другая схема ведущего генератора, примененная в электропианино «Джоанна» [35], представляет собой ненасыщенный мультивибратор (рис. 204). Его работа заключается в следующем. При случайном изменении напряжения на базе транзистора $V3$ (для определенности положим это изменение в сторону увеличения напряжения) транзистор дополнительно приоткроется и напряжение на резисторе $R3$ повысится. Это приведет к передаче положительного импульса через конденсатор $C5$ на эмиттер транзистора $V4$ и к его прикрыванию, что в свою очередь еще больше увеличит напряжение на базе транзистора $V3$ и еще больше его откроет. Однако, когда процесс дозаряда конденсатора $C5$ прекратится, транзистор $V4$ снова приоткроется. Это уменьшит напряжение на базе транзистора $V3$, понизит напряжение на резисторе $R3$, а следовательно, еще больше приоткроет транзистор $V4$ и прикроет транзистор $V3$. После обратного перезаряда конденсатора $C5$ процесс повторится сначала.

Частота колебаний такого мультивибратора в значительной мере зависит от напряжения питания и может регулироваться в широких пределах переменным резистором $R4$.

Стабилитроны $V1$ и $V2$ необходимы для стабилизации напряжения. Для повышения стабильности частоты резисторы $R4$, $R5$, $R7$ должны быть достаточно стабильными. Конденсатор $C5$ обычно применяется слюдяной.

Конденсаторы большой емкости $C1$ и $C2$ служат для

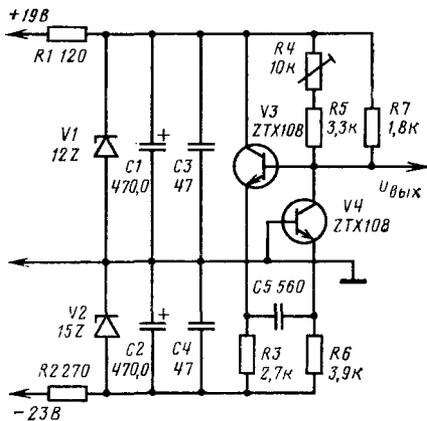


Рис. 204. Ведущий генератор электропианино «Джоанна» (США)

сглаживания пульсаций напряжения. Вследствие наличия индуктивных сопротивлений у таких конденсаторов параллельно им включены практически безындукционные конденсаторы малой емкости $C3$ и $C4$, шунтирующие индуктивные сопротивления конденсаторов $C1$ и $C2$.

Такой задающий генератор имеет амплитуду напряжения на выходе примерно 10 В. Схема может работать и при одном источнике питания, если базу транзистора $V4$ подключить к делителю напряжения и параллельно одному или обоим транзисторам включить конденсаторы большой емкости.

§ 4. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СПЕКТРА СИГНАЛОВ ГЕНЕРАТОРНОЙ ОСНОВЫ ЭМИ

На выходе триггеров, применяемых в делителях частоты, сигналы имеют форму прямоугольных импульсов со скважностью 2. В их спектре отсутствуют все четные гармоники, что ограничивает область использования таких сигналов в ЭМИ. Поэтому разработчики ищут пути улучшения их спектральных и тембровых качеств.

О возможностях изменения формы и спектрального состава прямоугольных сигналов было сказано в гл. IV. Технические решения, реализующие эти возможности, весьма разнообразны. Наиболее часто с этой целью производят дифференцирование прямоугольных импульсов, преобразование их скважности, осуществляют регистровый синтез, формирование импульсов пилообразной или другой сложной формы и т. д. Примеры устройств для дифференцирования импульсов прямоугольной формы и получения пилообразных импульсов были рассмотрены в § 3, гл. IV (см. рис. 71 и 73).

Изменять скважность сигналов можно с помощью заторможенного мультивибратора (рис. 205), который может находиться в устойчивом или неустойчивом состоянии. Время его пребывания в

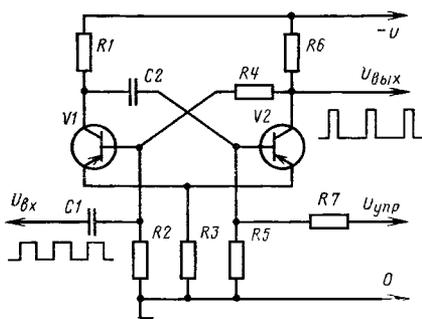


Рис. 205. Схема преобразователя скважности на заторможенном мультивибраторе

неустойчивом состоянии определяется постоянной времени разряда конденсатора $C2$. Подбирая величину емкости этого конденсатора или подавая небольшое управляющее напряжение на вход $U_{упр}$, можно регулировать это время, а следовательно, и скважность выходного сигнала.

Сигналы повышенной скважности могут быть получены также путем замены триггерных делителей синхронизируемыми мультивибраторами. Чтобы повысить

скважность сигналов, поступающих с триггеров, можно использовать логические элементы *И* или *ИЛИ—НЕ* или осуществить синтез сигналов разной частоты. При использовании логических элементов сигналы с нескольких соседних триггеров подаются на элемент *И* (рис. 206, *а*). Сигналы, подаваемые на элемент *И*, показаны на рис. 206, *б*. На выходе схемы сигналы повышенной скважности имеют форму, приведенную на рис. 206, *в*. Скважность получаемых сигналов будет определяться в зависимости от количества p подводимых исходных сигналов с соседних триггеров, выражением

$$\theta = 2^p. \quad (7.17)$$

Такое техническое решение, как и в случае применения одновибраторов, может вызвать необходимость использования дополнительных элементов схем, что бывает нежелательно. Однако имеются пути не только не усложнять схему инструмента при использовании этого метода, но даже упростить ее. Так, например, в электропианино «Джоанна» [35] в качестве элемента *ИЛИ—НЕ* использован модулятор контактного клавишного преобразователя, на который заводятся два сигнала с соседних триггеров. Скважность модулированного сигнала в этом случае повышается с $\theta=0$ до $\theta=2^2=4$. Это позволяет уменьшить накопительную емкость в преобразователе и упростить инструмент в целом (см. рис. 148).

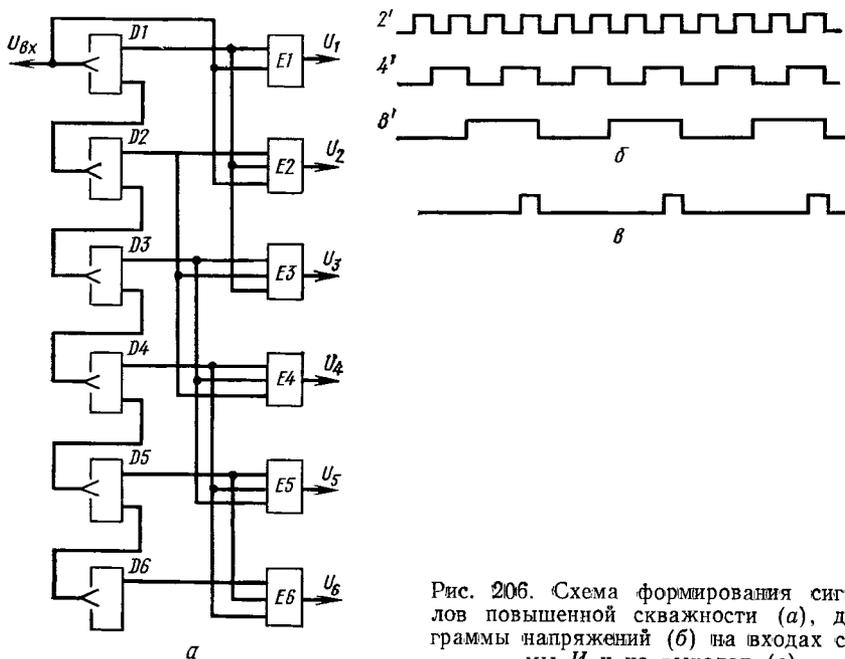


Рис. 206. Схема формирования сигналов повышенной скважности (*а*), диаграмма напряжений (*б*) на входах схемы *И* и на выходах (*в*)

При осуществлении регистрового синтеза фактически преобразуется также спектр сигнала (см. рис. 206). Комбинируя регистровые включения, изменяя спектр, получают различные тембровые оттенки звука. Методы технической реализации регистрового синтеза были рассмотрены ранее (см. рис. 78 и 125). Такой синтез используется в большинстве электроорганов и в том числе в электроорганах «Меридиан» (см. рис. 124) и «Лель» (см. рис. 126).

§ 5. ГЕНЕРАТОРЫ И МОДУЛЯТОРЫ ВИБРАТО И ТРЕМОЛО

Во всех клавишных ЭМИ используют, как правило, эффект вибрато и тремоло. Введение в ЭМИ этих эффектов осуществляется с помощью электрических сигналов, формируемых генераторами вибрато и тремоло.

Частота колебаний вибрато составляет 5—8 Гц. Индекс модуляции частотного и фазового вибрато может достигать $\lambda=0,2$. Глубина модуляции амплитудного вибрато и тремоло значительна и достигает $m=0,8$. Частота тремоло составляет 9—14 Гц.

Формы модулирующих сигналов для вибрато обычно близки к синусоидальной, а для тремоло — к пилообразной с быстрым нарастанием и плавным спадом. В некоторых случаях для тремоло используют синусоидальную или близкую к прямоугольной форму колебаний (амплитудное вибрато иногда относят к разновидностям тремоло).

В связи с тем что частота вибрато низкая, генераторы вибрато выполняют, как правило, на RC -элементах. Одна из таких схем, использованная в электрооргане «Меридиан», приведена на рис. 181. Сигнал с генератора вибрато, собранного на транзисторах $V1$, $V2$ усиливается по току транзистором $V3$ и подается на все 12 генераторов тона, изменяя в небольших пределах их частоту колебаний, что и вызывает воспринимаемую на слух вибрацию звука.

При большой добротности колебательного контура, обеспечивающей большую стабильность частоты генератора тона, такое воздействие сигнала вибрато на генератор тона может оказаться малоэффективным. Поэтому приходится принимать другие решения. Так, в генераторах тона электрооргана «Юность-73» (см. рис. 184) для увеличения эффективности сигнала вибрато используется цепочка из последовательно включенных конденсатора $C2$ небольшой емкости и диода $V1$. Изменяя сопротивление диода, сигнал вибрато изменяет частоту колебательного контура, а следовательно, и частоту генератора тона. Такая цепочка может быть заменена варикондом.

Модулированное таким образом переменное напряжение имеет неизменную амплитуду и изменяющуюся во времени частоту. Индекс модуляции определяется параметрами генератора тона и амплитудой сигнала, подаваемого с генератора вибрато.

Введение вибрато с помощью диодно-емкостной цепочки вносит дестабилизирующие элементы в генераторную основу ЭМИ. В связи с этим, а также в случаях, когда применяются весьма стабильные, например, камертонные генераторы, в ЭМИ приходится вводить фазовое вибрато. Схема для его введения представляет собой фазовращатель (рис. 207), управляемый от генератора вибрато, и последующие согласующие цепи. Такое устройство обычно включают в каналы, предшествующие темброблоку или непосредственно после него.

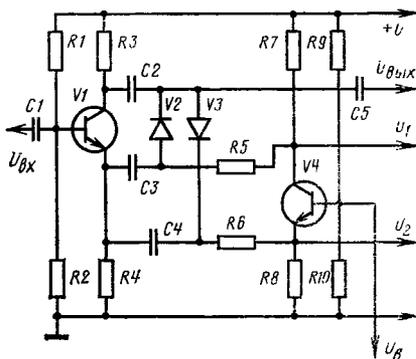


Рис. 207. Электрическая схема фазовращателя

Напряжения на эмиттере и коллекторе транзистора $V1$ находятся в противофазе. Емкости конденсаторов $C3$ и $C4$ выбираются много больше емкости конденсатора $C2$. Диоды $V2$ и $V3$ выполняют роль управляемых резисторов, сопротивление которых зависит от величины протекающего по ним тока. Этот ток определяется напряжением между эмиттером и коллектором транзистора $V4$, на вход которого подается сигнал с генератора вибрато. Сопротивления диодов и емкость конденсатора $C2$ выбираются такими, чтобы падение напряжения звуковой частоты на диодах u_D и на конденсаторе u_{c2} было примерно одинаковым при отсутствии на входе схемы сигналов вибрато ($u_b=0$). Тогда при подаче сигнала вибрато ($u_b \neq 0$) напряжение на выходе схемы будет изменяться по фазе с частотой вибрато.

Поскольку сопротивление конденсатора $C2$ зависит от частоты звукового сигнала, эффективность действия фазового вибрато на различных частотах различна. Поэтому в инструментах часто применяют несколько фазовращателей, включаемых в различные частотные каналы. Такая разбивка по частотным каналам может быть следующей: 20—180; 180—500; 500—1400; 1400—4000 Гц. При этом фазоинвертор для сигналов вибрато (см. транзистор $V4$) будет общим для всех фазовращателей. При необходимости более глубокой фазовой модуляции несколько фазовращателей могут быть включены последовательно.

Недостатком диодов, используемых в качестве управляемых резисторов, является их значительная нелинейность, что иногда приводит к нежелательным нелинейным искажениям.

Фазовый модулятор с двумя последовательно включенными фазовращателями применен в инструменте «Прелюдия-2» (рис. 208). В качестве управляемых элементов здесь использованы резисторы оптронов ОЭП-1 (см. Э1 и Э2). Схема предусматривает осуществление амплитудной модуляции, для чего при необходимости подключается оптрон Э3.

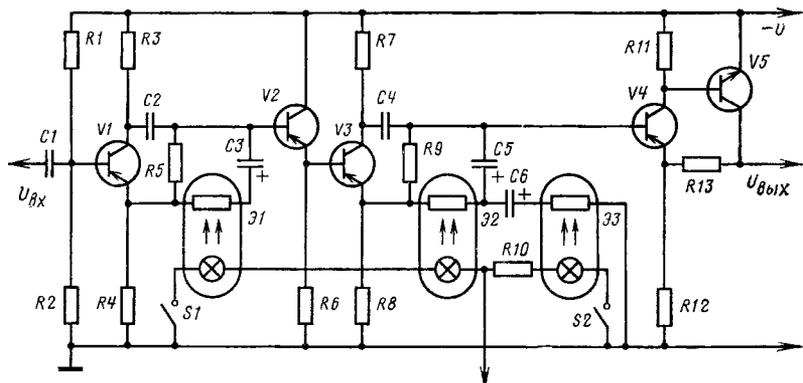


Рис. 208. Амплитудно-фазовый модулятор электрооргана «Прелюдия-2»

Существуют и другие схемы фазовращателей, в том числе с полевыми транзисторами в качестве управляемых резисторов. Такие транзисторы находят широкое применение также в амплитудных модуляторах вибрато и тремоло (рис. 209). На входе и выходе схемы используются фазоинверторы (транзисторы $V1$ и $V4$), устраняющие хлопки от подачи сигналов тремоло. На затворы параллельно работающих усилителей (транзисторы $V2, V3$) подается в одинаковой фазе напряжение тремоло U_T и в противофазе — звуковой сигнал. После инвертирования сигнала с транзистора $V3$ на выходе схемы подается составляющая тремоло, имеющая пилообразную (или другую) форму. Такая схема дает малые искажения и имеет большие амплитуды выходного сигнала. Глубина модуляции может составлять 0,8 и более. Проникание на выход схемы составляющей модулирующего сигнала весьма мало, что исключает возможность появления эффекта «топания». В качестве амплитудного может быть использован модулятор, показанный на рис. 140, который также исключает проникновение на выход схемы постоянной составляющей сигнала, изменяющейся с частотой тремоло.

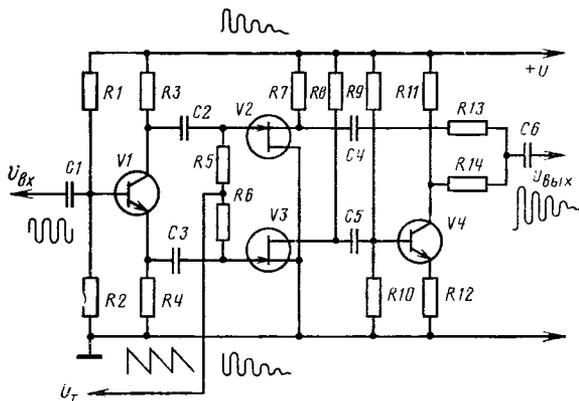


Рис. 209. Модулятор вибрато и тремоло с полевыми транзисторами

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПРОИЗВОДСТВА ЭМИ

§ 1. ОСОБЕННОСТИ ПРОИЗВОДСТВА ЭМИ

Производство электромузыкальных инструментов значительно отличается от производства традиционных музыкальных инструментов. В основе производства традиционных инструментов лежат технологические процессы дерево- и металлообработки. Производство же электронных инструментов в основном связано с новыми техническими средствами — электронной техникой.

Поскольку музыкальная промышленность страны представлена сейчас небольшими предприятиями со специфическими процессами производства, переход на производство ЭМИ вызывает для таких предприятий большие затруднения. Тем не менее в связи с быстрым прогрессом ЭМИ такой процесс неизбежен. Многие предприятия музыкальной промышленности уже осваивают производство ЭМИ. В этой связи при описании производства ЭМИ будем ориентироваться на предприятия музыкальной промышленности.

Применение электронной техники и электромеханических устройств в музыкальных инструментах накладывает существенные особенности на технологические приемы и предъявляет более жесткие требования к культуре производства в целом. В силу постоянного и быстрого совершенствования изделий электронной техники ассортимент ЭМИ быстро совершенствуется и обновляется, что требует постоянного совершенствования технологического процесса. При разработке ЭМИ разработчик уже в значительной мере предопределяет и технологию производства этих инструментов, поскольку последняя неразрывно связана с конструкцией изделия.

С другой стороны, технологический процесс в значительной мере зависит от объема производства, т. е. от спроса на музыкальные инструменты. В зависимости от объема производства определяется и его вид. Оно может быть массовым, серийным или индивидуальным (единичным). Наиболее характерные особенности различных видов производства приведены в табл. 31 [45].

Массовое производство характеризуется выпуском большого количества одинаковых изделий, что позволяет обеспечить высокие ритмичность и производительность труда, минимальные потери используемых материалов и рабочего времени. Освоению массового производства способствуют специализация и кооперация производства.

Серийное производство предполагает выпуск отдельных партий (серий) изделий из-за их ограниченной потребности или неподготовленности предприятий для массового производства изделий. Такое производство характеризуется частой сменой ассорти-

Таблица 31. Особенности различных видов производства

Сравниваемые показатели	Вид производства		
	Индивидуальное (единичное)	Серийное	Массовое
Номенклатура изделий	Большая и разнообразная, нечетко выраженная	Значительная, но вполне определенная	Небольшая, ограниченная
Характер продукции	Опытная или специальная	Установившаяся и стандартная	Стандартная
Специализация рабочих мест	Отсутствует	На выполнение нескольких операций	На выполнение одной операции
Оборудование	Общего назначения	Общего назначения и специальное	В основном специальное
Расположение оборудования	По типам	По типам и по технологическому процессу	По технологическому процессу
Рабочий инструмент	Нормализованный	Нормализованный и специальный	Специальный и нормализованный
Контрольно-измерительный инструмент	Многомерный универсальный	Предельный и многомерный	Предельный и специальный
Приборы для настройки и регулировки	Универсальные	Универсальные и специальные	Специальные и универсальные
Приспособления	Универсальные	Универсальные, унифицированные и специальные	Специальные
Взаимозаменяемость выпускаемых изделий	Весьма ограниченная	Полная или частичная с подбором деталей	Полная
Сборка	Стационарная	Подвижная и стационарная	Подвижная
Длительность изготовления изделий	Наибольшая	Средняя	Наименьшая
Себестоимость изделий	Высокая	Средняя	Самая низкая

мента изделий, значительными трудозатратами на производство, малой степенью механизации и автоматизации.

Индивидуальное (единичное) производство характеризуется выпуском изделий, обеспечивающих выполнение пожеланий какого-либо одного исполнителя на ЭМИ или применением такого изделия в некоторых особых случаях. В первом случае музыкант-исполнитель хочет иметь инструмент, учитывающий его индивидуальную специфику исполнения, излюбленные репертуар и приемы игры. Во втором — это инструмент, используемый при исполнении произведений определенного жанра в определенных условиях, на-

пример, при радиопередачах, при съемке фильмов, при театральных представлениях и т. д.

Освоению производства ЭМИ на предприятии предшествует изготовлению опытных образцов и опытной партии изделий в количестве от 3 до 10 шт. По результатам их испытания в техническую документацию вносится корректировка и производится подготовка производства (готовится оснастка, составляется технологическая документация и т. д.). Опытная партия ЭМИ позволяет окончательно выявить их эксплуатационные характеристики (удобство игры, качество звука, надежность, транспортабельность и т. д.).

Освоению производства ЭМИ должна предшествовать проверка на патентоспособность и патентную чистоту в связи с возможной поставкой этих изделий на экспорт.

Патентоспособными (охраноспособными) считаются изделия или их узлы, а также техпроцессы и оснастка, если они могут быть признаны изобретениями.

Патентоспособными называют изделия или их узлы, не попадающие под действие патентов на изобретения и промышленные образцы.

Производство ЭМИ можно осуществлять в зависимости от вида производства и сложности изделия вручную или с применением механизации и автоматизации. При индивидуальном производстве один рабочий или бригада рабочих собирают узел инструмента или весь инструмент от начала до конца. При таком производстве требуется высокая квалификация рабочих.

При поточном и конвейерном производстве узел инструмента или инструмент в целом передаются от одного рабочего места к другому для выполнения одной или нескольких технологических операций. Поэтому квалификация рабочих в этом случае может быть в основном невысокой. Отличие потока от конвейера заключается в том, что в первом случае ритм движения изготавливаемого инструмента не задан, а во втором — задан.

Конвейер, повышая производительность труда, требует весьма тщательной подготовки производства.

Метод производства зависит от вида производства. Механизованное и автоматизированное производство экономически целесообразно при большом количестве выпускаемых изделий. При малом же количестве разработка и применение сложной технологической оснастки, сложного оборудования и автоматизированных устройств экономически нецелесообразны, если эти устройства не могут быть использованы для производства других изделий.

Применение универсальных автоматов, например станков с программным управлением, может быть экономически целесообразно даже при индивидуальном производстве. Однако и в этом случае стоимость одного изделия тем меньше, чем больше тираж выпускаемых изделий.

Решение задачи выбора метода производства в каждом конкретном случае относится к области оптимального планирования.

Важную роль в повышении эффективности производства играет унификация и нормализация узлов и деталей разрабатываемых изделий. Так, в различных моделях ЭМИ могут применяться одинаковые крепежные элементы, одинаковые клавишные механизмы, генераторная основа, делители частоты, педали, усилители и т. д. Это позволяет увеличить тираж отдельных узлов и повысить эффективность использования оборудования и оснастки. Кроме того, унификация и нормализация значительно упрощают ремонт и обслуживание музыкальных инструментов, позволяют специализировать предприятия на выпуске тех или иных узлов инструментов, сократить затраты на подготовку производства. Высокая степень унификации и нормализации упрощает разработку и сокращает сроки внедрения изделий, дает возможность ввести разделение труда между предприятиями, повысить производительность труда и качество изделий. Важную роль в этом играет применение современных интегральных микросхем, унифицированных трансформаторов, переключателей, разъемов и т. д.

При серийном и массовом производстве разрабатывают подробные технологические процессы после их окончательной отработки и проверки в производстве при изготовлении и испытании установочной серии. Фиксируется техпроцесс в технологической документации. Такая документация регламентируется Единой системой технологической документации (ЕСТД). В зависимости от стадии ее проектирования устанавливаются определенные виды технологической документации (табл. 32).

Т а б л и ц а 32. *Виды технологической документации в зависимости от стадии подготовки производства*

Стадия разработки	Карты			Технологическая инструкция	Ведомость оснастки
	Маршрутная	Операционная	Эскизов и схем		
Предварительный проект	0	0	—	0	—
Рабочая документация:					
опытного образца	+	0	0	0	0
установочной серии	+	0	0	0	0
массового производства	+	0	0	0	+

П р и м е ч а н и е. «+» — документ обязательный;
 «0» — документ составляется по усмотрению предприятия;
 «—» — документ не составляется.

В маршрутной карте описывается последовательность всех операций по технологическому процессу, оборудование и приспособления, нормы расхода материалов, нормы времени на выполнение отдельных операций.

Операционные карты составляют на отдельные технологические операции с указанием режимов работы, рабочих приемов, разряда рабочих.

Для процессов сборки маршрутную и операционную карты заполняют в соответствии с технологической схемой сборки.

Карта эскизов и схем включает в себя графическую иллюстрацию технологической операции изготовления или сборки изделия.

Технологические (производственные) инструкции составляют на сложные операции, для которых недостаточно кратких указаний. В них включают специфические приемы работы, описание методов контроля, правил пользования оборудованием, приборами. Так, например, могут быть приведены инструкции по пропитке катушек в вакуумных резервуарах, инструкция на установку и регулировку генераторной основы в электроаккордеоне с указанием применяемых приборов и правил их использования и т. д. В технологических инструкциях могут быть даны графики, таблицы режимов, шкалы частот, температурные режимы.

В данной главе, насколько позволяет объем данной книги, будут рассмотрены лишь основные технологические процессы, вызывающие наибольшие трудности на предприятиях музыкальной промышленности при переходе от традиционных инструментов к выпуску инструментов электронных.

§ 2. ПРОИЗВОДСТВО МОТОЧНЫХ ИЗДЕЛИЙ

В электронных музыкальных инструментах моточные изделия (катушки индуктивности, трансформаторы) применяются в основном в генераторах, формантных контурах, фильтрах и блоках питания. Их изготовление требует некоторой специфики технологических процессов, таких, как намотка катушек, монтаж выводов и отводов, пропитка катушек с целью влагозащиты и повышения прочности и надежности и т. д.

Виды обмоток и намоток. Различают обмотки открытые, кольцевые (тороидальные) и пазовые. Наибольшее распространение получили открытые обмотки (рис. 210, *a*) благодаря простоте их изготовления. Их наматывают на открытые каркасы или бескаркасно.

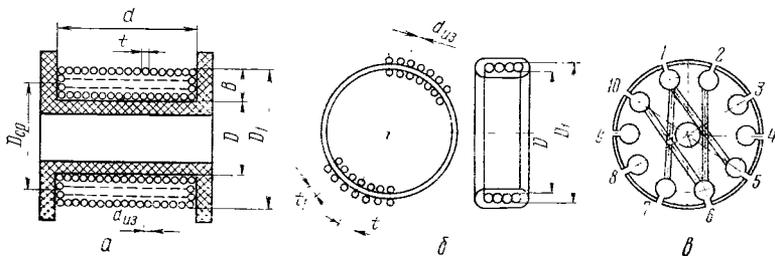


Рис. 210. Виды обмоток:

a — открытая; *б* — кольцевая; *в* — пазовая

Кольцевые обмотки (рис. 210, б) укладываются на тороидальные (кольцевые) сердечники на специальных челночных станках. В производстве ЭМИ такие обмотки используют редко.

Пазовые обмотки (рис. 210, в) укладываются в пазы специальных магнитопроводов или каркасов. В производстве ЭМИ такие обмотки не нашли практического применения.

При выполнении открытых обмоток применяют следующие способы намотки.

Намотка внавал. Провод укладывается на каркас или специальную оправку (при бескаркасной намотке) произвольно (внавал). Чтобы на катушке не образовались неровности, провод при намотке перемещают вдоль оси катушки.

Намотка рядовая плотная. Ряды провода плотно укладывают виток к витку. При многослойной намотке после каждого ряда (слоя) прокладывают слой бумаги для выравнивания места под следующий ряд.

Намотка рядовая шаговая. Выполняется с определенным расстоянием (шагом) между витками, которое может быть как постоянным, так и изменяться во время работы станка с помощью специального механизма.

Намотка спиральная плоская. Выполняется в виде плоской спирали изолированным проводом вплотную виток к витку или с некоторым шагом.

Кольцевые обмотки наматываются следующим образом.

Намотка внавал. Укладка витков осуществляется с помощью челночных станков на каркас или бескаркасно произвольно.

Намотка рядовая. Выполняется в один или несколько рядов. Во внутреннем отверстии тора витки обычно укладываются плотно виток к витку. При многослойной намотке используют прокладки между рядами.

Пазовые обмотки могут конструктивно исполняться с намоткой витков во внешние или внутренние пазы. В зависимости от количества пазов и укладки в них витков намотку различают однохордовую и двуххордовую с различным шагом. Витки в таких обмотках в паз укладывают, как правило, беспорядочно.

Процесс изготовления катушек. Изготавливаемая катушка должна обеспечить надежность ее работы (отсутствие обрывов и коротких замыканий, постоянство параметров), нужные электрические параметры (индуктивность, активное сопротивление, прочность изоляции), геометрические размеры и массу. Выполнение этих требований возможно при точном соблюдении технологических процессов и исправном намоточном оборудовании.

Технологический процесс изготовления катушек начинается с подготовки исходных материалов, входного контроля обмоточных проводов, резки, зачистки и заделки концов монтажных проводов для выводов и отводов, заготовки в размер материала межрядовых прокладок (бумаги, лакоткани, синтетической пленки и т. д.), заготовки полихлорвиниловых трубок для изоляции выводов об-

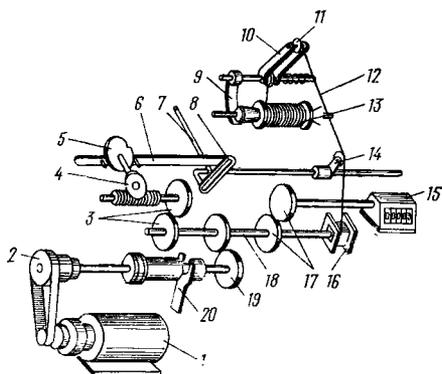


Рис. 211. Кинематическая схема станка открытой намотки:

1 — двигатель; 2 — шкив; 3 — зубчатая передача; 4 — червячная пара; 5 — эксцентрик; 6 — штанга; 7 — ось; 8 — механизм кулисный; 9 — тормоз; 10 — рычаг; 11 — ролик; 12 — провод; 13 и 16 — катушки; 14 — укладчик; 15 — счетчик; 17 и 19 — шестерни; 18 — вал; 20 — муфта включения

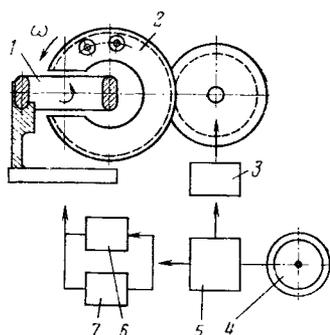


Рис. 212. Кинематическая схема станка кольцевой намотки:

1 — каркас; 2 — челнок; 4 — электропривод; 5 — коробка передач; 3, 6 и 7 — узлы

моток, приготовления состава для пропитки катушек (лаков, компаундов), подготовки ниток для связывания концов и выводов обмоток, клея для приклейки верхнего предохранительного слоя бумаги и выводов, припоя для пайки выводов, проверки каркасов или исходного материала для их изготовления и т. д. Каркасы изготовляют из прессшпана, картона, гетинакса, текстолита или из пластмассы. Пластмассовые каркасы получают методом литья или прессования, непластмассовые — склеивают в специальных шаблонах. После склейки их пропитывают лаком или другим составом и сушат.

При намотке катушек станки должны быть установлены на определенное натяжение провода, скорость намотки, число витков и ширину обмотки.

При намотке кольцевых обмоток добавляется операция намотки провода на шпули.

Кинематическая схема станка открытой намотки приведена на рис. 211. Двигатель 1 передает движение на шкив 2 и через муфту включения 20 приводит в движение зубчатую шестерню 19 и вал 18. На этот же вал насажена оправка для крепления каркаса катушки 16. Число витков катушки фиксируется счетчиком 15, связанным с валом 18 шестернями 17. С вала 18 через зубчатую передачу 3 движение передается также на червячную пару 4, поворачивающую эксцентрик 5, который обеспечивает равномерное возвратно-поступательное движение штанги 6. Эта штанга через рычаг кулисного механизма 8 передает движение укладчику 14. Ход укладчика можно изменять регулировкой положения оси 7 в пазу механизма 8, а шаг намотки — отношением зубьев зубчатой пары 3. Провод 12 сматывается с катушки 13 через ролик 11, укреп-

ленный для смягчения рывков на подпружиненном рычаге 10. Для торможения катушки 13 предусмотрен тормоз 9.

При сильном натяжении провода возможны его обрывы, при слабом обмотка становится неплотной. Регулировать натяжение можно тормозом 9.

В зависимости от диаметра провода и формы каркаса производительность станков открытого типа может составлять от 200 до 5000 витков в минуту.

При намотке катушек вывод от начала провода обычно закрепляют на краю каркаса и мотают первый слой обмотки (рядовой или внавал). Далее при необходимости делают межслойные (рядовые) прокладки и мотают следующие слои. Наматывая первичную обмотку или часть обмотки до отвода, делают вывод тем же или специальным многожильным проводом, который прикрепляется к каркасу. В первом случае на каркасе катушки закрепляют специальные лепестки для подпайки выводов. Аналогично мотают последующие витки или обмотки, отделяя их изолирующими прокладками.

Для намотки кольцевых обмоток применяют специальные станки челночного типа (рис. 212). Станок состоит из узла вращения челнока со шпулей 2, узла вращения каркаса 1, обеспечивающего постоянное или переменное его вращение, электропривода 4, передающего движение на распределительный вал или коробку передач 5. Узлы 6 и 7 передают движение каркасу 1, а узел 3 — челноку 2.

В зависимости от диаметров провода и каркаса производительность таких станков составляет от 10 до 450 витков в минуту. Операции заделки выводов для кольцевых обмоток аналогичны таким же операциям для станков открытой намотки. Однако из-за меньшей производительности станков кольцевой намотки и большой их стоимости моточные изделия следует проектировать из расчета намотки их на станках открытого типа.

Для повышения влагостойкости, механической и электрической прочности, химической стойкости катушки пропитывают электроизоляционными лаками или компаундами. Для этого предварительно подсушенные катушки погружают в пропиточный материал и выдерживают в нем длительное время. Для улучшения условий пропитки в резервуаре, где производится пропитка, обычно создают пониженное давление или ультразвуковое облучение. Иногда циклически воздействуют повышенным давлением и вакуумом, а пропиточный состав подогревают.

Схема одной из возможных установок для пропитки катушек приведена на рис. 213. Резервуар 11 с помещенными в него катушками закрывают крышкой с прокладкой 3 и просушивают с помощью теплоносителя, пропускаемого по змеевику 7. Воздух при этом откачивают через трубопровод 1. После просушки катушек в резервуар из подогревателя 8 подают пропиточный состав до погружения в него всего количества катушек. После этого через трубопровод 2 создают избыточное давление, ускоряющее про-

цесс проникновения в пустоты пропитывающего состава. Надежную пропитку катушек обеспечивают последовательной сменой избыточного давления и вакуума. Контроль за давлением в резервуаре осуществляют по показаниям вакуумметра 4 и манометра 5. Температуру регистрируют по термометру 6. Для общего наблюдения за уровнем пропиточного материала, положением катушек и т. д. служит смотровое окно 10.

После извлечения из резервуара катушки подвергают сушке до отвердевания пропиточного состава. При необходимости катушки в дальнейшем окрашивают и маркируют, а также очищают от потеков засохшей пропиточной массы. Для создания на поверхности механически и электрически прочной пленки, предохраняющей катушки от повреждений в процессе сборки и эксплуатации, их рекомендуется покрыть лаком или эмалью.

Контроль параметров катушек. Катушки, применяемые в ЭМИ, подвергают контролю по следующим параметрам: активному сопротивлению и индуктивности, а иногда приходится также замерять добротность и емкость. Катушки, применяемые в трансформаторах блоков питания, проверяют на величину тока холостого хода (в собранном трансформаторе), на наличие виткового замыкания и обрыв обмоток.

При серийном и массовом производстве проверяют параметры как исходных материалов, так и каркасов, катушек, трансформаторов, контуров в готовом виде. В связи с этим различают предварительный (входной), промежуточный и окончательный контроль.

При предварительном контроле проверяют исходные материалы (провода, изоляторы, пропиточные лаки, ферромагнитные стали и т. д.) на соответствие Государственным стандартам и техническим условиям.

При промежуточном контроле проверяют каркасы, обмотки на соответствие геометрических размеров чертежам, на наличие обрывов, короткозамкнутых витков, правильность укладки изоляции, соблюдение режимов пропитки и др. Промежуточный контроль может быть операционным (определяется качество выполнения заданной операции) или групповым (проверяется качество выполнения группы операций).

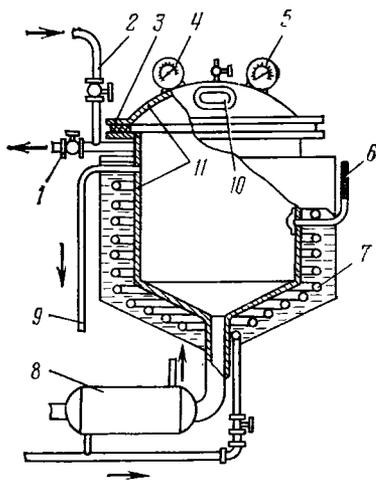


Рис. 213. Установка для пропитки катушек:

1 и 2 — трубопроводы; 3 — прокладка; 4 — вакуумметр; 5 — манометр; 6 — термометр; 7 — змеевик; 8 — подогреватель; 9 — труба сливная; 10 — окно смотровое; 11 — резервуар

При окончательном контроле проверяют электрические параметры изделия, отсутствие короткозамкнутых витков, габариты изделия на соответствие чертежу, правильность выполнения выводов и отводов, внешний вид. При необходимости проверяют также электрическую прочность изоляции, ее сопротивление, ток холостого хода.

По количеству проверяемых изделий различают контроль сплошной (проверяется 100% изделий) и выборочный (проверяется 2—5 изделий из партии). Если при выборочном контроле обнаружатся бракованные изделия, то контроль подвергают всю партию.

§ 3. ИЗГОТОВЛЕНИЕ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

Все электрические узлы современных ЭМИ изготавливаются с применением печатных схем.

Под печатной схемой подразумевают схему электрических соединений различных элементов узла, нанесенную на изоляционное основание (подложку) с помощью печатного монтажа.

Печатный монтаж — это система печатных проводников, обеспечивающая требуемые соединения печатных и навесных элементов электрической схемы. Под печатным монтажом иногда понимают также процесс изготовления печатных плат.

Печатной платой называют изоляционное основание с нанесенным на него печатным монтажом и сделанными всеми необходимыми отверстиями.

По конструкции печатные платы могут быть однослойными и многослойными. В производстве ЭМИ в настоящее время применяют однослойные и иногда двухслойные платы. В качестве исходного материала плат в большинстве случаев используют фольгированные гетинакс или стеклотекстолит, облицованные медной фольгой толщиной 0,035—0,05 мм. Марки этих материалов выпускаются следующие: ГФ-1 — гетинакс, фольгированный с одной стороны, толщиной 0,5—1,0 мм; ГФ-1Н, ГФ-2Н — гетинакс фольгированный одно- и двусторонний нормальной теплостойкости; ГФ-1П, ГФ-2П — то же, но повышенной теплостойкости; СФ-1 СФ-2 — стеклотекстолит фольгированный одно- и двусторонний.

Процесс изготовления печатных плат состоит из двух основных операций — это получение изображения печатного монтажа на основании (заготовки) печатной платы и удаление токопроводящей фольги с участков основания, находящихся вне полученного изображения, т. е. нанесение на основание печатного монтажа. Способы получения печатных плат методом напыления или гальванического покрытия рассматривать здесь не будем как не нашедшие широкого применения в производстве печатных плат ЭМИ. Нанесение изображения проводящих участков на фольгированное изоляционное основание производят в соответствии с заранее разработанным чертежом.

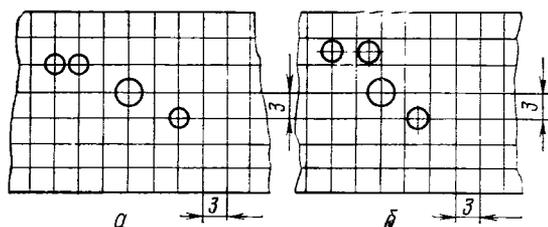


Рис. 214. Расположение отверстий на печатной плате:
 а — правильно; 2 — неправильно

При разработке чертежа руководствуются следующими основными положениями.

Платы должны изготавливаться преимущественно прямоугольной формы с соотношениями сторон, выражаемых целыми числами, например, 1 : 1, 1 : 2, 1 : 3, 1 : 4, 2 : 3, 2 : 5 и т. д.

Центры всех отверстий или групп отверстий (в том числе и отверстий для крепежных элементов) должны располагаться в узлах координатной сетки с шагом 3 мм (рис. 214). Если отдельные отверстия не попадают в узлы координатной сетки, то основное отверстие группы отверстий должно тем не менее располагаться в узле координатной сетки, а остальные отверстия по возможности на координатных линиях.

Контактные (монтажные) площадки делаются расширенными по сравнению с проводниками (рис. 215) для увеличения прочности и надежности контакта с подпаиваемым проводником. Размеры контактных площадок должны соответствовать табл. 33.

Диаметры отверстий под выводы электрических навесных элементов должны быть 1,3 и 2 мм.

Печатные проводники не должны иметь резких перегибов и острых углов (рис. 216, а). Переходы к контактным площадкам должны быть плавными, с радиусами закругления не менее 2 мм. Площадки входных и выходных цепей печатной схемы следует располагать с учетом удобства соединения их с переходными элементами (рис. 216, б).

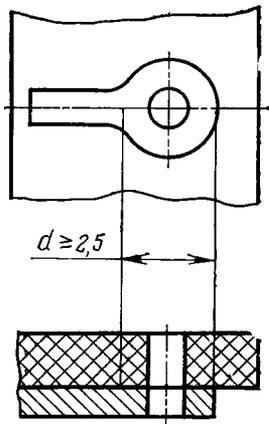


Рис. 215. Форма контактных площадок печатных плат

Проводники импульсных и входных цепей, а также других цепей, которые могут создавать взаимные наводки или искажать сигналы, необходимо разносить по плате возможно дальше. Для уменьшения наводок и паразитных емкостей между проводниками прибегают к экранировке. При этом печатный экран делают не сплошным, а сетчатым, ширина участков между соседними вырезами составляет 2—6 мм (рис. 217).

Размеры проводников и расстояния между ними рекомендуется выбирать

Т а б л и ц а 33. *Рекомендуемые размеры контактных площадок печатного монтажа в зависимости от массы устанавливаемых элементов*

Параметры	Метод изготовления печатных проводников			
	Химическое травление			Гальвано-химический
Масса детали, г	2,5	3,3	5,0	2,5—5,0
Диаметр монтажной площадки, мм	3,0	3,5	4,5	2,4
Площадь поверхности площадки, мм ²	7,0	9,7	15,8	4,5

равными 1,5 мм. При других размерах следует руководствоваться следующими электрическими параметрами:

Ширина проводника, мм	0,5	1,0	1,5	2,0
Сопrotивление 1 м проводника, Ом/м	0,7	0,41	0,31	0,25
Допустимый ток, А	0,8	1,0	1,3	1,9

Допустимое напряжение между проводниками печатной платы:

Расстояние между проводниками, мм	Допустимое напряжение, В	Расстояние между проводниками, мм	Допустимое напряжение, В
0,3	25	0,9	170
0,4	35	1,0	200
0,5	50	1,5	300
0,6	70	3,0	400
0,7	100	5,0	500
0,8	135	7,0	600

При необходимости на печатной плате перемычки выполняют из мягкой меди диаметром 0,8 мм.

Наиболее распространенные виды печати на фольгированный гетинакс или текстолит следующие: сеткография (шелкография), офсетный, фотохимический, фотоэлектрохимический.

Метод сеткографии. Этот метод широко применяется при серийном и массовом производстве печатных плат и включает в себя процессы получения с чертежа изображения печатного монтажа в негативном и позитивном виде на фотопленке или фотопластинке, изготовления сеточных трафаретов печатного изображения, нанесения изображения на заготовки фольгированного гетинакса или стеклотекстолита.

После получения изображения на заготовке печатной платы приступают к вытравливанию незащищенных участков фольги.

Негатив изображения печатной схемы изготавливают на фоторепродукционном аппарате, например на ФГ-3М. Для этого можно использовать рулонные фотопленки ФТ-30, ФТ-31, ФТ-11 и др., а также высококонтрастные штриховые фотопластинки. Фотопленку, вырезанную по размеру платы с припуском по 15—20 мм на каждую сторону, наклеивают на стекло эмульсией наружу. В таком виде ее помещают в кассету аппарата для экспонирования.

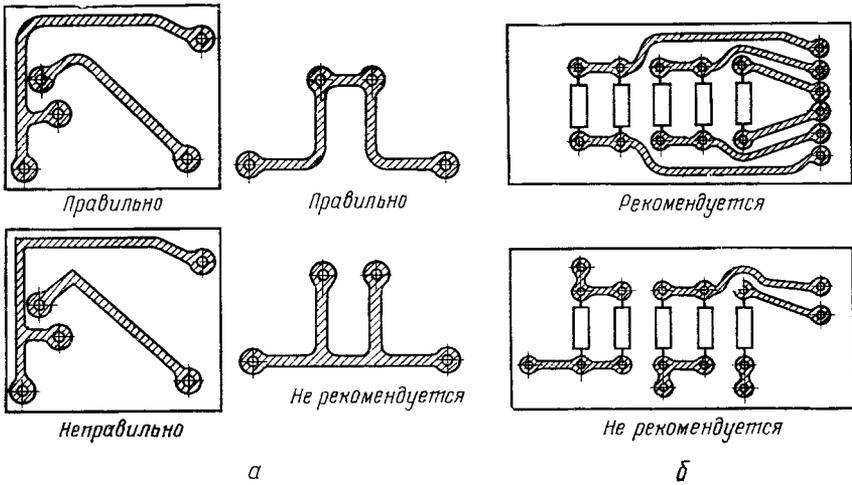


Рис. 216. Выполнение проводников и контактных площадок (а) и входных и выходных площадок (б) на печатной плате

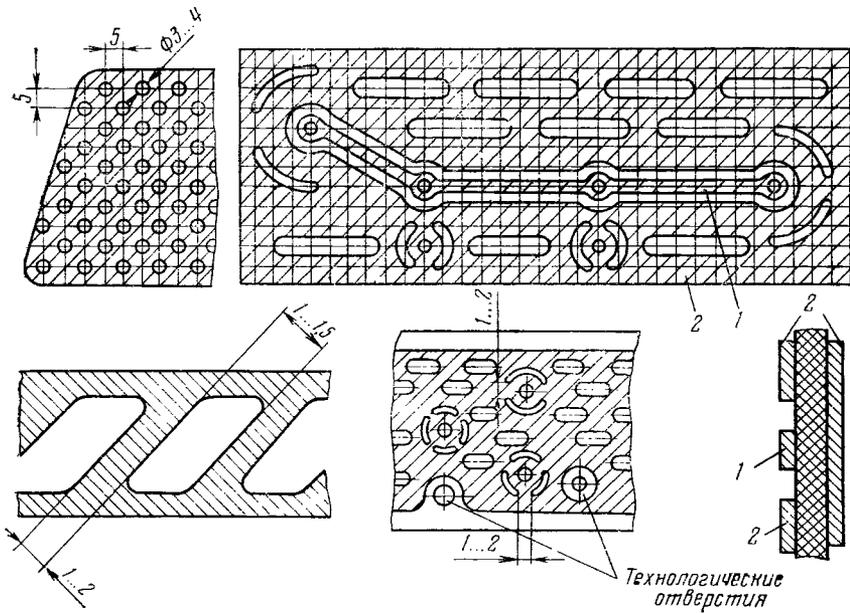


Рис. 217. Вырезы в экранах и проводниках печатных плат:
1 — проводник; 2 — экран

Размеры изображения на негативе (и позитиве) должны быть равны требуемым размерам печатного монтажа. Пленки проявляют при красном свете в кюветах с проявителем, состав которого оговаривается в специальных руководствах. Для получения четкого негативного изображения пленку промывают в проточной воде и закрепляют в обычном кислом фиксаже до полного удаления эмульсии с непроявленных участков пленки.

После закрепления пленку с негативным изображением снова промывают в чистой проточной воде и сушат в течение 2—3 ч при температуре 18—20° С. Высушенный негатив ретушируют и методом контактной печати в светокопировальной установке получают на пластинке (или фотопленке) позитив изображения. Процесс фотохимической обработки позитива тот же.

Позитив также ретушируют и методом контактной печати с него получают вторичный негатив улучшенного качества.

Для переноса полученного изображения печатного монтажа на заготовку печатной платы методом сеткографии необходим сеточный трафарет, представляющий собой негатив изображения печатного монтажа. Такой трафарет готовится на капроновой, шелковой или бронзофосфористой сетке номером от 38 и выше (номер сетки означает количество нитей, приходящихся на 10 мм ее длины). Для этого капроновую или другую сетку закрепляют в трафаретную рамку, обезжиривают (например, 5%-ным раствором аммиака), промывают в холодной проточной воде, протирают раствором уксусной кислоты и после повторной промывки сушат. Участки сетки, выходящие за габариты платы, промазывают клеем БФ-4 или другим составом до полного закрытия пор, после чего сетку снова сушат.

Затем на полученный ранее позитив (диапозитив) со стороны эмульсии наносят слой 10%-ного раствора пчелиного воска в бензине и после его высыхания растирают до блеска тампоном. На эмульсионный слой накладывают специальную пигментную бумагу, предварительно смоченную в растворе кислого аммония или двуххромовокислого калия. Удалив избыточную влагу с помощью фильтровальной бумаги и резинового валика, диапозитив с пигментной бумагой подпрессовывают при давлении около 50 Па и в светокопировальной вакуумной раме производят контактное экспонирование. Далее следует процесс задубления, для чего экспонированные диапозитивы погружают в ванну с водой, подогретой до температуры 40—45° С. Время дубления 10—15 мин.

Негативное пигментное изображение переносят на сетку рамки и удаляют избыток влаги с помощью фильтровальной бумаги. После этого сетку с пигментным изображением помещают на 40—45 мин между специальными прокладками, обеспечивая давление около 50 Па, и затем протирают тампоном, смоченным спиртом. После высыхания пигментного трафарета диапозитив отделяется от рамки, а пигментное изображение остается на ее трафаретной сетке.

Полученный сеточный трафарет подвергают дальнейшей ретушировке, после чего он готов для использования при нанесении краски на фольгу заготовок печатных плат. Для этого отштампованные по размеру и предварительно очищенные и обезжиренные заготовки плат с фиксирующими отверстиями, используемыми в дальнейшем как базовые, помещают в станок для сеткографической печати (рис. 218), где изображение печатного монтажа наносится на заготовку платы. В качестве состава, наносимого на фольгу, используют специальную кислотостойкую краску с большой проникающей (сквозь сетку) способностью и хорошей адгезией, а наносят ее с помощью ракеля, изготовленного из химически стойкой резины. После нанесения краски поднимают рамку с сеточным трафаретом и снимают с фиксаторов заготовку платы с нанесенным на нее изображением (рис. 219, а). Такую заготовку сушат до полного высыхания краски и при необходимости ретушируют.

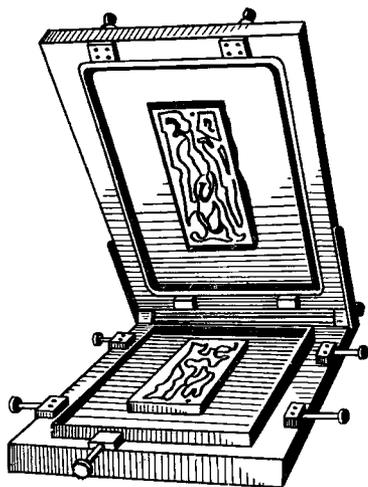


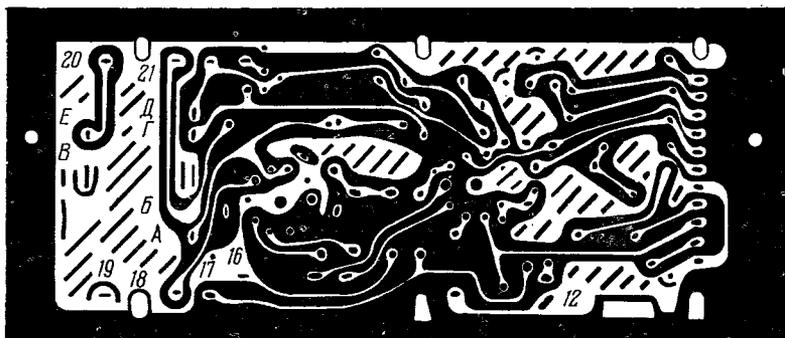
Рис. 218. Станок для сеткографической печати

Травление не покрытых краской участков фольги производят в растворе хлорного железа. Для ускорения процесса травления раствор в травильной ванне продувается воздухом. После травления платы промывают теплой водой и помещают в специальный раствор для размягчения и снятия краски с проводящих участков плат. Для лучшего снятия краски применяют слабые растворы соляной кислоты и последующую механическую очистку и промывку плат.

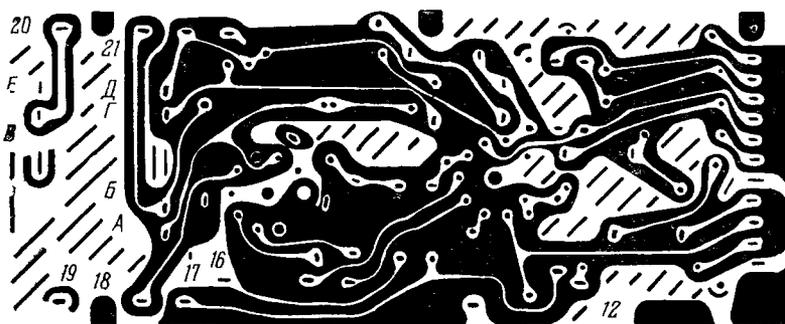
После просушки платы покрывают защитным составом и выдерживают в специальном шкафу при температуре около 100°C . Затем с помощью штампа обрезают края плат и производят лужение проводящих участков, например, методом окунания в расплавленный припой, содержащий олово, свинец, висмут. После этого плата принимает вид, показанный на рис. 219, б. Перед поступлением плат на монтаж подвесных элементов производят контроль их качества.

Метод офсетной печати. Этот метод отличается от метода сеткографии технологическим процессом нанесения изображения печатного монтажа на заготовку платы. При таком методе с негативов готовятся клише, представляющие собой точную копию печатного монтажа на цинковой пластине.

Изображение на цинковую пластину наносят не только методом гравирования, но и цинкографским. Последний заключается



а



б

Рис. 219. Изображение, нанесенное на заготовку платы (*а*), печатная плата после штамповки в размер (*б*)

в нанесении светочувствительного слоя на поверхность пластины, экспонировании ее через подготовленный описанным ранее способом негатив, проявлении светочувствительного слоя, дублировании неэкспонированных участков. Незадублинные участки вытравляются на необходимую глубину в специальном растворе. После этого пластины промывают для удаления задублинного слоя эмульсии.

Процесс нанесения изображения на заготовку платы осуществляется в офсетном станке (рис. 220). Каретка станка с укрепленным на ней краскопитающим щелевым резервуаром 1, валиком для подачи краски 2, валиками 3 и 4 перемещается по направляющим (на рисунке не показаны). При этом валик 3, прокатываясь по клише 7, покрывает его слоем краски.

Когда каретка перемещается в крайнее левое положение, валик 4 прокатывается по клише 7, в результате чего с невытравленных участков клише, покрытых краской, изображение передается на этот валик.

При перемещении каретки вправо валик 4 с нанесенным на него изображением прокатывается по заготовке 5 платы, оставляя

на ней изображение монтажа платы. Станина *б* служит для придания жесткости конструкции станка.

Процесс травления плат не отличается от рассмотренного ранее.

Фотохимический и фотоэлектрохимический методы изготовления плат. Фотохимический метод изготовления печатных плат отличается от рассмотренных ранее способом нанесения изображения на заготовки плат. При таком способе светочувствительным слоем (поливиниловой эмульсией) покрывают не цинковую пластину, а непосредственно заготовки печатных плат.

На обезжиренную и высушенную заготовку накладывают подготовленный описанным ранее способом негатив и производят экспонирование, проявление и дубление эмульсионного слоя. Процесс травления плат остается прежним.

Фотоэлектрохимический способ применяют обычно при изготовлении двусторонних печатных плат. Светочувствительной эмульсией в данном случае печатная плата покрывается с обеих сторон. Экспонирование производится также с обеих сторон, для чего используют две пленки с изображением одной и другой сторон печатного монтажа.

Проявленные и задубленные слои фотоэмульсии после сушки покрывают растворенным в этиловом спирте бакелитовым лаком и после повторной сушки сверлят отверстия, подлежащие металлизации. Для этого либо применяют кондуктор, либо используют станки с программным управлением.

Просверленные отверстия подвергают меднению в качающихся ваннах с раствором серноокислой меди, едкого натра, глицерина, формалина и дистиллированной воды. После последующей промывки и удаления защитной пленки (эмульсионный слой при этом сохраняется) платы ретушируют и при необходимости подвергают повторному меднению отверстий.

Следующим этапом подготовки плат является серебрение медненных отверстий, для чего промытые платы погружают на короткое время в гальваническую ванну с раствором азотнокислого серебра, а затем в ванну с составом, содержащим азотнокислое серебро и цианистый калий.

Дальше следует удаление защитного слоя с незадубленных участков фольги и травление открытых участков фольги описанным ранее способом. Посеребренные поверхности отверстия при этом не вступают в реакцию с раствором хлорного железа, используемого для травления плат.

В промытых и высушенных платах перед передачей их на мон-

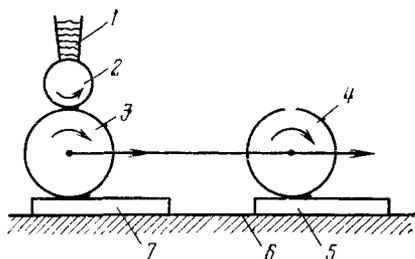


Рис. 220. Метод офсетной печати:
1 — резервуар краскопитающий; 2 — валик для подачи краски; 3 и 4 — валики обрезиненные; 5 — заготовка платы; 6 — станина; 7 — клише

таж подвесных элементов сверлят отверстия для крепежных деталей, не подлежащие металлизации, и наносят на них через графаретную маску лаковое покрытие. Части монтажа, подлежащие пайке, в этом случае остаются закрытыми маской и лак на них не попадает.

После этого платы подвергают лужению описанным выше способом.

§ 4. МОНТАЖ ПОДВЕСНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

Подвесными элементами печатных узлов и блоков считаются такие элементы, которые в соответствии с электрической и монтажной схемами должны быть размещены на печатной плате. К таким элементам относят резисторы, конденсаторы, диоды, транзисторы, интегральные микросхемы, контуры, трансформаторы, переключки и т. д. Перед установкой эти элементы должны быть подвергнуты контролю по электрическим и механическим параметрам. Выводы их зачищаются и облуживаются. Для этого их обрабатывают в бескислотном канифольно-спиртовом флюсе КЭ и погружают на 2—3 с в расплавленный припой (например, ПОС-61).

Лужение выводов полупроводниковых приборов производят с теплоотводом, в качестве которого могут быть использованы концы пинцета со специальными медными наконечниками. Кроме того, для удобства установки на плату выводы подвесных элементов обычно формуют, т. е. изгибают таким образом, чтобы обеспечить удобство их установки и прочность фиксации на плате.

Операцию формовки при индивидуальном и малосерийном производстве выполняют вручную (рис. 221). При массовом производстве для этих целей используют автоматы. Все подвесные элементы при однослойных платах размещают со стороны, противоположной размещению печатного монтажа (рис. 222). Для большей жесткости монтажа их подгибают обычно к плате. Места расположения на плате тех или иных подвесных элементов указываются на монтажной схеме.

При производстве печатных узлов применяют групповую пайку деталей, выполняемую, как правило, двумя методами: методом погружения и методом волны. Иногда применяют избирательную пайку.

Места, подлежащие пайке, предварительно очищают и обрабатывают флюсами КЭ, СП для защиты поверхностей от окисления в процессе нагрева.

Коррозионная стойкость применяемых припоев должна быть не ниже коррозионной стойкости спаиваемых металлов, а их электропроводность достаточно высокой. Температура плавления припоев, применяемых для пайки печатных плат, не должна превышать 200° С. Таким требованиям отвечают, например, припой

Рис. 221. Формовка навесных элементов

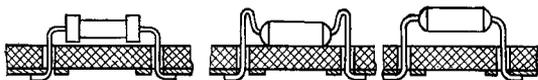
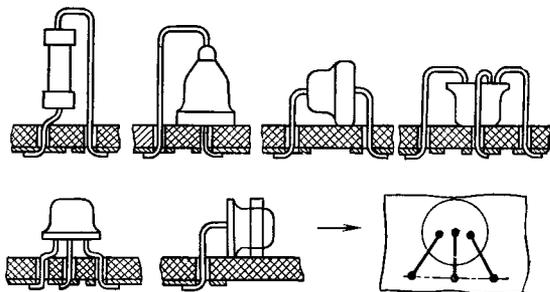
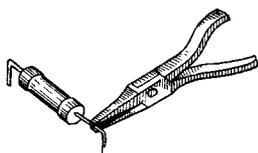


Рис. 222. Установка на печатную плату навесных элементов



ПОС-60, ПОС-61 и некоторые другие. Характеристики легкоплавких припоев приведены в табл. 34.

Ванны для припоя должны поддерживать температуру с точностью до 5°C .

Таблица 34. Характеристики припоев

Припой	Химический состав				Температура плавления, $^{\circ}\text{C}$	Рабочая температура ванны, $^{\circ}\text{C}$
	Sn	Pb	Cd	Bi		
ПОС-61	61	39	—	—	183	225—230
ПОСК-50	50	32	18	—	145	180—185
ПОСВ-33	33,4	33,3	—	33,3	130	165—170
ПОК-56	56	—	44	—	124	160—165

При пайке погружением плату 1 (рис. 223, а) с установленными на ней навесными элементами и наклеенной бумажной маской 2, с пробитыми отверстиями для доступа припоя в места пайки закрепляют на подъемной площадке 3, связанной с вибратором 4. После этого ее опускают в расплавленный припой 5, температура которого в ванне 6 поддерживается постоянной с помощью нагревателя 7, и при погружении в него на 50—70% толщины платы включают вибратор. Амплитуда колебаний площадки под действием вибратора составляет около 0,2 мм, а частота колебаний — примерно 100 Гц. Вибрация платы способствует лучшему проникновению припоя и ускоряет процесс пайки. Через несколько секунд плата поднимается и поступает на операцию чистки от остатков флюса и шлака. Чистку выполняют щетками и тампонами, смоченными этиловым спиртом.

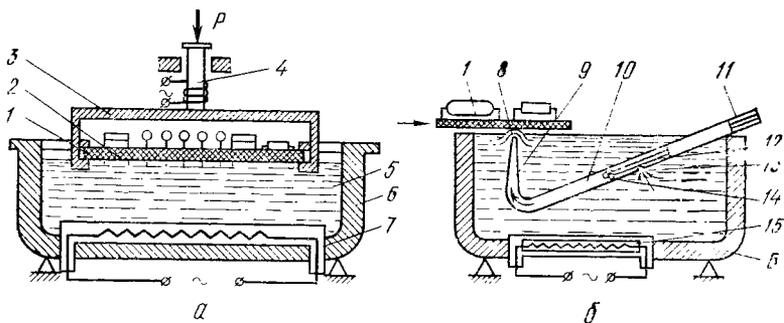


Рис. 223. Групповая пайка монтажа печатных плат:

а — методом погружения; *б* — методом волны; 1 — плата; 2 — маска бумажная; 3 — площадка подъемная; 4 — вибратор; 5 — припой; 6 — ванна; 7 — нагреватель; 8 — волна; 9 — сопло; 10 — труба; 11 — уровень припоя; 12 — вал; 13 — отверстие; 14 — винт лопастный; 15 — нагреватель

Пайку волной выполняют в специальных ваннах 6 (рис. 223, б), в которых создается волна 8 припоя, выступающая над его уровнем 11 в остальной части ванны. Для поддержания постоянной температуры припоя в ванне служит нагреватель 15.

С помощью вала 12 от специального двигателя вращение передается лопастному винту 14, и через отверстие 13 в трубу 10 засасывается расплавленный припой. Проходя через сопло 9, он образует волну 8.

Плата 1 с установленными на ней подвесными элементами проходит с постоянной скоростью 0,3—1,0 м/мин по гребню волны припоя, который на линии касания с платой не имеет ни окислов, ни шлаков. Глубина погружения платы в волну выдерживается в пределах 0,4—0,6 мм. После пайки волной, как и в случае пайки погружением, платы тщательно проверяют. Обнаруженные дефекты (потеки, непропаянные места и т. д.) исправляют вручную электропаяльником. Проверенные платы промывают щетками и тампонами, смоченными этиловым спиртом. Готовые платы перед установкой в ЭМИ проверяют по электрическим параметрам.

§ 5. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ МОНТАЖ ЭМИ

Самой трудоемкой операцией в производстве ЭМИ является их сборка и монтаж. Что касается механической части этих работ, то она не имеет существенных особенностей по сравнению с аналогичными работами, выполняемыми при производстве традиционных инструментов, например аккордеонов. Для предприятий музыкальной промышленности специфическими являются операции электрического монтажа.

При индивидуальном (единичном) производстве основными технологическими документами являются принципиальные электрические схемы, в которых указываются все соединения между электрическими элементами и все узлы изделия. Принципиальная схема дает полное представление о работе инструмента в целом,

взаимосвязи его функциональных узлов и элементов. Она является исходным документом при разработке электромонтажных схем и схемы соединений.

В процессе электрического монтажа ЭМИ при серийном и массовом производстве основной документацией являются схемы соединений и электромонтажные схемы.

В схеме соединений указываются места соединений между узлами и блоками ЭМИ, используемые провода, кабели, жгуты, разъемы и т. д. Ее используют также при разработке электромонтажных схем.

Электромонтажные схемы служат для выполнения электрического монтажа соединений между отдельными узлами, блоками и другими элементами электрических цепей ЭМИ.

Электрический монтаж выполняется после размещения и установки всех блоков и узлов инструмента, к которым должен быть обеспечен нормальный доступ при обслуживании и ремонте. Элементы с маркировочными обозначениями должны быть установлены таким образом, чтобы эти обозначения были видны. Соединения проводов и навесных элементов, находящихся вне печатных плат, выполняют только с помощью промежуточных опорных контактов (клемм, лепестков, разъемов, переходных изоляторов). Не допускается сращивать провода без горячей пайки или сварки, а также соединять провода и навесные элементы, находящиеся вне печатных плат, без применения переходных лепестков.

Монтажные провода тщательно зачищают, механически закрепляют и соединяют горячей пайкой. Сечение подпаиваемых проводов должно быть меньше сечения промежуточных контактов. Минимальный радиус изгиба проводов должен составлять не менее двукратного диаметра изолированного провода.

Для монтажа узлов, неподвижных друг относительно друга, используют одножильный луженый или посеребренный изолированный провод или кабель. Для соединения подвижных друг относительно друга узлов (например, выносных педалей) применяют гибкий кабель и разъемы.

При необходимости использования экранированных монтажных проводов экранную оплетку соединяют с корпусом или общим проводом. Для провода, длина которого менее 100 мм, экранную оплетку соединяют с корпусом в одной точке. При длине провода более 100 мм соединение делают в двух точках на концах провода. Край экранирующей оплетки располагают на расстоянии 10—15 мм от места среза изоляции.

Монтажные провода с контактными лепестками нужно соединять без натяжения, с запасом провода на случай повторной зачистки и подпайки.

При большом количестве монтажных проводов их укладывают в жгуты, которые скрепляют биндажом из ниток и в некоторых случаях пропитывают парафином и закрепляют клеем или лаком. Вязку жгута осуществляют вне инструмента. Для этого используют специальные шаблоны. На шаблонах в соответствии с элект-

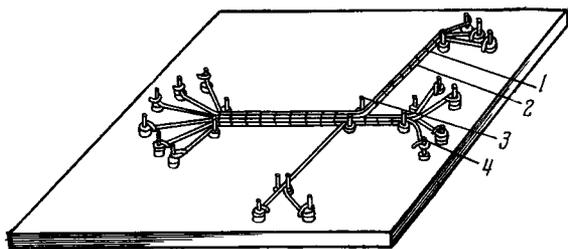


Рис. 224. Шаблон для изготовления жгута:
1 — бандаж; 2 — жгут; 3 — фиксатор поворотный; 4 — фиксатор концевой

ромонтажной схемой устанавливают концевые 4 (рис. 224) и поворотные 3 фиксаторы, от которых прокладываются провода, скрепляемые в жгут 2 бандажом 1. Для предотвращения ошибки при монтаже все фиксаторы нумеруют. Для удобства подпайки и быстрого определения направления в жгуте провода применяют разных цветов и маркируют. На жгут плотно накладывается бандаж для придания ему жесткости. Радиус изгиба жгута не должен превышать его диаметра (толщины).

Раскладку провода по шаблону начинают с закрепления его конца на фиксаторе определенного номера и заканчивают на другом (конечном) фиксаторе того же номера. После укладки последнего провода приступают к вязке жгута.

Для повышения производительности и снижения утомляемости рабочих шаблон может быть электрифицирован. Такая электрификация заключается в установке на шаблоне сигнальных лампочек и коммутирующих элементов. При закреплении первого провода на начальном фиксаторе гаснет установленная рядом с ним лампочка и зажигается лампочка у фиксатора, к которому должен быть протянут данный провод. После его закрепления гаснет загоревшаяся лампочка у этого фиксатора и загорается вновь лампочка у очередного начального фиксатора и т. д. Такой шаблон обеспечивает правильность укладки проводов в жгуте.

§ 6. РЕГУЛИРОВКА И КОНТРОЛЬ КАЧЕСТВА ЭМИ И УАУ

Электромузыкальные инструменты с усилительно-акустическими устройствами (УАУ) представляют собой сложные изделия, содержащие тысячи различных деталей и элементов. Естественно, качество таких изделий в значительной мере будет зависеть от качества применяемых исходных компонентов, а также качества изготовления, регулировки и настройки отдельных узлов. Улучшение качества выпускаемых ЭМИ способствует также правильной организации их контроля в процессе производства.

Поступающие на предприятия комплектующие изделия, прежде чем они поступят в производство, необходимо частично или полностью подвергать контролю на соответствие техническим условиям и стандартам. В процессе производства изготавливаемые узлы контролируют по параметрам, указанным в технологических

картах, картах режимов и т. д. Для такой проверки могут быть использованы специально оборудованные стенды, где контроль сводится к операциям включения узла с помощью разъемов или зажимов и нажатию соответствующих кнопок. Регистрирующие исправность узлов приборы должны кратко дать ответ на вопрос о пригодности узла по принципу «да — нет». Это упростит работу контролера и сведет до минимума вероятность ошибки.

Ни один узел ЭМИ или УАУ не должен поступать на сборку изделия без предварительной проверки его качества.

После сборки инструмента возникает, как правило, необходимость его регулировки, настройки и контроля параметров. Объем и порядок выполнения этих операций определяются моделью ЭМИ, технологией производства на данном предприятии и наличием соответствующего оборудования и приборов. Тем не менее имеется и некоторый общий подход к решению этой задачи.

Первым этапом регулировки следует рекомендовать испытание ЭМИ и УАУ на вибростенде. Режим таких испытаний задается техническими условиями или другой технологической документацией. В результате испытаний выявляются дефекты изделия, связанные с некачественными креплением деталей, пайкой и монтажом ЭМИ и УАУ.

Следующий этап проверки заключается в определении правильности выполнения монтажа. С этой целью могут быть использованы таблицы, указывающие сопротивления между отдельными точками схемы. Проверку ведут, не подключая изделия к источнику питания. В качестве контрольного прибора здесь может быть использован омметр.

Третий этап регулировки — это проверка и установка требуемых режимов работы отдельных узлов и блоков. Такую проверку начинают с проверки режимов работы блока питания. Затем переходят к регулировке и настройке задающих или ведущего генераторов, к проверке работы делителей частоты генераторной основы ЭМИ. В качестве контрольных приборов здесь можно использовать осциллограф, частотомер, вольтметр и УАУ, подключенные к выходу ЭМИ.

Включая поодиночке или совместно регистровые переключатели, проверяют работоспособность схемы формирования тембров, формирователей звуковых эффектов и т. д. Работоспособность клавишных механизмов и переключателей проверяют поочередным нажатием клавиш при различных положениях переключателей.

Аналогично инструмент проверяют по другим параметрам, определяемым его конструкцией, на соответствие стандартам, техническим условиям и технической документации. Методы проверки и используемые при этом приборы приводятся в технических условиях и технологических картах на данное изделие.

Четвертым этапом регулировки и проверки является определение работоспособности изделия в целом. На этом этапе изделие доводится до полного соответствия техническим условиям и эта-

лону-образцу. Для выполнения этих работ при необходимости привлекают квалифицированных музыкантов.

Проверенные изделия передают в отдел технического контроля (ОТК) для приемо-сдаточных испытаний.

Приемо-сдаточным испытаниям подвергают 100% выпускаемых ЭМИ и УАУ. Параметры, по которым проводятся такие испытания, порядок их выполнения и используемые для этих целей приборы должны быть оговорены в технических условиях. ЭМИ, не прошедшие приемо-сдаточных испытаний, бракуют и возвращают на доработку.

Прошедшие приемо-сдаточные испытания и принятые ОТК изделия подвергают выборочным испытаниям. Параметры, по которым проводят выборочные испытания, устанавливаются инструкциями, утвержденными главным инженером предприятия. Таким испытаниям подвергают не менее двух изделий от выпущенной партии.

Если в результате испытаний хотя бы одно изделие не будет соответствовать какому-либо из пунктов требований технических условий, то производят повторную проверку удвоенного количества инструментов.

Если и при повторной проверке обнаружится несоответствие изделий техническим условиям, то 100% выпущенных изделий, в том числе и сданные на склад, проверяют вновь. Одновременно должны быть приняты меры для устранения несоответствия выпускаемых изделий техническим условиям.

Вновь освоенные или модернизированные ЭМИ и УАУ подвергают типовым испытаниям на соответствие требованиям, которые оговорены для такого случая в технических условиях.

Таким испытаниям подвергают не менее двух инструментов. При неудовлетворительных результатах, проводят, как и в случае приемо-сдаточных испытаний, повторную проверку удвоенного количества изделий той же партии.

В случае неудовлетворительного результата повторных испытаний выпуск изделий прекращают до устранения причин брака.

Кроме рассмотренных испытаний изделия подвергают и другим периодическим испытаниям (один раз в квартал, в полгода и т. д.). В этом случае также проверяют не менее двух инструментов по параметрам, оговоренным в технических условиях. Порядок проведения периодических испытаний такой же, как и типовых.

Вопросы повышения качества ЭМИ и УАУ связаны непосредственно с вопросами повышения квалификации инженерно-технических работников предприятий, квалификации рабочих и мастеров. ЭМИ — это такие изделия, которые постоянно развиваются, совершенствуются, подвергаются модернизации. Большую роль в совершенствовании ЭМИ и повышении их качества играют эксперты-музыканты.

Наилучшим образом вопросы совершенствования ЭМИ решаются при крупносерийном и массовом производстве.

**ОБСЛУЖИВАНИЕ И РЕМОНТ
ЭЛЕКТРОМУЗЫКАЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТОВ****§ 1. ОБСЛУЖИВАНИЕ ЭМИ**

Электромузыкальные инструменты эксплуатируются в самых разнообразных условиях, подвергаются различным воздействиям окружающей среды. Так, если кабинетные инструменты эксплуатируются и постоянно находятся в помещениях с небольшим перепадом температуры, не подвергаются значительным ударным и вибрационным воздействиям, то инструменты портативные (переносные), используемые гастроллирующими ансамблями и оркестрами, наоборот, подвергаются различным климатическим воздействиям, ударным и вибрационным нагрузкам. Достаточно вспомнить, что только внутри нашей страны перепад температур, в которых могут находиться ЭМИ, составляет от +40 до —60 °С. Срок непрерывной работы ЭМИ может составлять 3—5 ч и более.

Чтобы обеспечить безотказную работу инструментов и максимально продлить срок их службы, необходимо в первую очередь соблюдать правила, приведенные в руководствах по эксплуатации инструментов. Инструменты необходимо максимально оберегать от ударных нагрузок, от проникновения внутрь пыли и влаги. С этой целью переносные ЭМИ должны иметь надежные футляры, а кабинетные — чехлы, которые нужно применять не только при транспортировке, но и при длительных перерывах в эксплуатации.

Хранить ЭМИ следует в сухом помещении при температуре 12—18°С.

ЭМИ комплектуются необходимыми кабелями, предохранителями, отвертками и т. д. На случай возможного несоответствия напряжения электросети и напряжения, на которое рассчитан инструмент, в комплект аппаратуры для обслуживания ЭМИ могут входить стабилизаторы напряжения или автотрансформаторы.

После транспортировки в зимних условиях перед включением в сеть ЭМИ и УАУ необходимо выдержать в помещении в течение 2—3 ч. Нельзя устанавливать инструменты вблизи отопительных систем и окон.

Инструмент можно подключать к усилителю только при согласовании его выхода со входом усилителя и при подключенной к усилителю акустической системе. Для качественного воспроизведения игры должно быть достаточно высоким и качество УАУ (малые нелинейные искажения и уровень шумов, большой коэффициент демпфирования и т. д.), а мощность — обеспечивать требуемую интенсивность звука для данного помещения.

Работа с инструментом требует соблюдения определенных требований техники безопасности. Так, включать инструмент в электросеть можно лишь после того, как будет установлено соответ-

вие напряжения сети и подключаемого инструмента. Смена предохранителей допускается только при выключенном из розетки инструменте. Предохранители должны применяться только стандартные.

Снимать крышки с ЭМИ и УАУ, открывающие доступ к находящимся под напряжением узлам инструмента, запрещается.

Нельзя на долгое время оставлять включенным инструмент без присмотра. При длительных перерывах в работе штепсель инструмента рекомендуется вынимать из розетки электросети и т. д.

§ 2. НАСТРОЙКА ЭМИ В УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Даже при вполне технически исправном инструменте исполнение на нем музыкальных произведений возможно лишь при условии хорошей его настройки.

Если инструмент настраивается в процессе изготовления или на ремонтном предприятии, то такую операцию выполняют с помощью специальных приборов (например, частотомера ЧЗ-33). Для этого используют таблицы частот равномерно-темперированного строя при генераторной основе ЭМИ с 12 задающими генераторами и настраивают на одну заданную частоту при генераторной основе с одним ведущим генератором.

В процессе эксплуатации инструмента может периодически требоваться его подстройка, которую в инструменте с одним ведущим генератором осуществить несложно. Для этого достаточно иметь камертон (на частоту тона *ля* 1-й октавы) или другой настроенный музыкальный инструмент. Тогда, возбуждая камертон (или тон *ля* 1-й октавы другого инструмента), регулируют частоту генератора настраиваемого инструмента, добиваясь отсутствия биений между одноименными тонами камертона и инструмента. Все остальные тоны при этом окажутся настроенными.

При генераторной основе ЭМИ с 12 задающими генераторами процесс настройки несколько сложнее, поэтому рассмотрим его более подробно.

В чистом строе интервал квинты составляет отношение частот двух тонов, как 2 : 3, а интервал кварты — как 3 : 4. Соответственно третья и вторая гармоники в первом случае и четвертая и третья — во втором при звучании не образуют биений.

В равномерно-темперированном строе эти интервалы представляют соотношения 2 : 2,997 и 3 : 4,005. В результате между теми же третьей и второй гармониками квинты (7 полутонов) и четвертой и третьей гармониками кварты (5 полутонов) образуются биения порядка 1 Гц (табл. 35), причем интервал темперированной квинты меньше интервала квинты чистого строя, а интервал темперированной кварты больше интервала кварты чистого строя.

Если построить интервалы всех квинт или кварт в пределах первой октавы с биениями примерно в 1 Гц, причем интервал квинты сделать завышенным, а интервал кварты — заниженным

Т а б л и ц а 35. Биения, образуемые гармониками тонов квинты и кварты

Интервалы квинты				Интервалы кварты (чистой)			
Отсчет интервала	Частота колебаний, Гц		Частота биений, Гц	Отсчет интервала	Частота колебаний, Гц		Частота биений, Гц
	3-я гармоника	2-я гармоника			4-я гармоника	3-я гармоника	
$a—e^1$	660,00	659,25	0,75	$a—d^1$	880,00	880,99	0,99
$b—f^1$	699,24	698,45	0,79	$b—dis^1$	932,33	933,38	1,05
$h—fis^1$	740,82	739,99	0,83	$h—e^1$	987,76	988,88	1,12
$c^1—g^1$	784,88	783,99	0,89	$c^1—f^1$	1046,50	1047,68	1,18
$cis^1—gis^1$	831,54	830,61	0,93	$cis^1—fis^1$	1108,73	1109,98	1,25
$d^1—a^1$	880,99	880,00	0,99	$d^1—g^1$	1174,65	1175,98	1,33
$dis^1—b^1$	933,38	932,33	1,05	$dis^1—gis^1$	1244,50	1245,91	1,41
$e^1—h^1$	988,88	987,76	1,12	$e^1—a^1$	1318,51	1320,00	1,49
$f^1—c^2$	1047,68	1046,50	1,18	$f^1—b^1$	1396,91	1398,49	1,58
$fis^1—cis^2$	1109,98	1108,73	1,25	$fis^1—h^1$	1479,98	1481,64	1,66
$g^1—d^2$	1175,99	1174,65	1,34	$g^1—c^2$	1567,98	1569,75	1,77
$gis^1—dis^2$	1249,51	1244,50	1,41	$gis^1—cis^2$	1661,22	1663,09	1,87
$a^1—e^2$	1332,91	1331,43	1,48	$a^1—d^2$	1769,68	1773,26	1,96

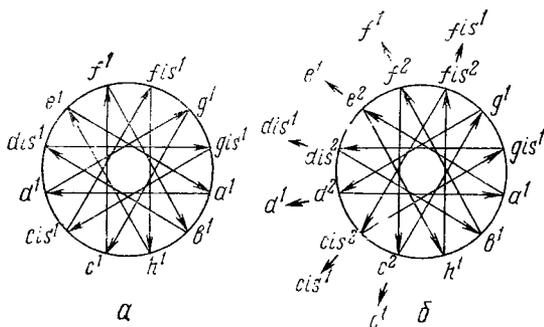


Рис. 225. Схемы настройки ЭМИ:
 а — по квинтово-квартовому кругу; б — по квинтовому кругу

по сравнению с чистым строем, то инструмент будет практически настроен. Этим обстоятельством пользуются при настройке традиционных инструментов (пианино, аккордеонов и т. д.), им можно воспользоваться также при настройке ЭМИ.

Представим интервал одной (1-й) октавы в виде круга, поделенного на 12 частей и условно обозначим каждую часть соответствующим тоном октавы (рис. 225, а). Соединим между собой прямыми линиями интервалы квинты (7 полутонов) и кварты (5 полутонов). Теперь, используя полученную в круге схему, можно приступить к настройке инструмента. Тон ля 1-й октавы (a^1) настраивают по камертону или по другому настроенному инструменту в унисон. Затем по тону a^1 настраивают тон d^1 (квинта вниз). Потом частота тона d^1 повышается до получения на слух одного биения в секунду. По тону d^1 настраивают тон g^1 (кварта вверх). После этого частота тона g^1 увеличивается до получения на слух биений с частотой в 1 Гц. Этот процесс продолжают в последовательности, показанной на рисунке до тех пор, пока не будет получен интервал кварты e^1 — a^1 . Интервал e^1 — a^1 также должен дать примерно одно биение в секунду. Если число биений будет отклоняться от требуемого, следует произвести разгонку интервалов, т. е. скорректировать температуру. После окончательной настройки 1-й октавы все тона других октав окажутся также настроенными, поскольку частоты в данной генераторной основе получены точным делением частот задающего генератора на число, кратное двум.

Часто оказывается более удобным квинтовый метод настройки (рис. 225, б), в основе которого лежит использование только интервала квинты, а следовательно, только второй и третьей гармоник, звук которых более интенсивен, чем звук четвертой гармоники.

При настройке по квинтовому кругу от настроенного тона a^1 откладывают квинтовый интервал до тона e^2 и настраивают его в унисон. После этого частота тона e^2 занижается до получения одного биения в секунду. Все интервалы квинты, образуемые тонами *ля* и *ми* всех октав оказываются при этом настроенными. Затем от тона e^1 снова откладывают интервал квинты до тона h^1

после настройки в унисон добиваются биений в 1 Гц, понижая частоту тона h^1 . От тона h^1 аналогично снова откладывают и настраивают интервал квинты. Такой процесс в соответствии с рис. 225, б продолжают до тех пор, пока не будет получен интервал квинты $d^1—a^1$. В случае несовпадения этого интервала производят повторную подстройку темперации по биениям.

Чтобы отчетливо слышать биения между гармониками при настройке ЭМИ на слух, необходимо присутствие этих гармоник, причем интенсивность их должна быть значительной. Поэтому не при всяком тембровом оттенке удастся легко настроить инструмент. Не подходят, например, для этого тембры кларнетные, поскольку в спектре этих звуков практически отсутствует вторая и другие четные гармоники. Бедны гармониками тембры флейты.

Обогатить звуки гармониками можно путем включения регистров различной высотности и смешанных регистров. При этом регистры с дробными значениями высотностей и высотности $16'$ должны быть выключены, а регистры $8'$, наоборот, включены.

§ 3. НЕИСПРАВНОСТИ ЭМИ И ПРИЧИНЫ ИХ ВОЗНИКНОВЕНИЯ

Неисправности, возникающие в ЭМИ, определяются конструктивными, технологическими и эксплуатационными причинами, а также износом и старением его элементов.

К числу конструктивных следует отнести причины, связанные с недостаточной обработкой электрической схемы и механической конструкции. Так, при разработке могут быть допущены ошибки в расчетах механической прочности отдельных узлов, например, клавишных механизмов, корпуса и т. д., что приведет к быстрому выходу из строя этих узлов и необходимости их ремонта или замены. Неотработанность электрической схемы, неправильность выборов режимов работы различных элементов и узлов, может вызвать, например, сбой триггеров, перегорание резисторов, пробой конденсаторов и т. д.

Конструктивные причины устраняются в основном на этапах изготовления опытных образцов и освоения серийного производства.

Технологическими причинами являются отступление от технологических режимов и технических условий, некачественность исходных элементов и материалов, неисправность и износ технологического оборудования, неправильное хранение изделий и готовых изделий.

Эти причины устраняются четким соблюдением всех положений технической документации, заменой устаревшего оборудования, выполнением требований технических условий.

Эксплуатационные причины неисправностей вызваны неправильным обслуживанием ЭМИ, нарушением режима их работы, атмосферными воздействиями, не предусмотренными в тех-

нических условиях, попаданием на инструмент влаги, грязи, чрезмерными ударными нагрузками и т. д.

Износ и старение — естественные причины появления неисправностей ЭМИ. Однако применяя более долговечные и качественные элементы, а также создавая более мягкие условия их работы, можно значительно уменьшить количество отказов при работе ЭМИ по причинам старения использованных в нем элементов.

О вероятности неисправностей, возникающих в ЭМИ по тем или иным причинам, можно приблизительно судить по результатам исследований неисправностей, возникающих в электронных устройствах в процессе эксплуатации. Из общего количества неисправностей и отказов этих устройств 40—45% происходит из-за ошибок, допущенных при разработке, т. е. конструктивных; 20% — из-за ошибок, допущенных в процессе производства, т. е. технологических; 30% — вследствие нарушения правил эксплуатации; 5—10% — в результате естественного износа и старения.

Отказы, т. е. нарушения работоспособности ЭМИ, могут возникать постепенно и внезапно.

Постепенные отказы вызываются медленными изменениями параметров элементов схемы и конструкции (в том числе старением) и износом узлов и деталей.

Внезапные отказы проявляют себя сразу, без заметных признаков постепенного изменения параметров инструмента, например перегорание предохранителя, пробой конденсатора, обрыв токоведущего кабеля, короткое замыкание в цепи и т. д.

Зависимость отказов от срока службы ЭМИ можно качественно характеризовать известной, типичной для сложных изделий зависимостью интенсивности отказов, т. е. вероятностью отказа в единицу времени, от времени эксплуатации изделий (рис. 226). В течение времени от 0 до t_1 происходит период приработки изделия, во время которого количество отказов резко уменьшается. Это объясняется выявлением дефектов, которые наиболее часто обнаруживаются в начале эксплуатации изделия, и их устранением. Гарантийный срок на ЭМИ должен охватывать этот период.

Время от t_1 до t_2 — это период нормальной работы изделия. Он всегда более продолжительный, чем время приработки.

Третий период времени, начинающийся с момента t_2 , характеризуется возрастанием отказов вследствие износа и старения изделия.

Задача разработчиков и производителей состоит в уменьшении периода приработки изделия и в увеличении периода нормальной работы. Кроме того, необходимо стремиться к уменьшению общей интенсивности отказов в течение всего периода работы ЭМИ.

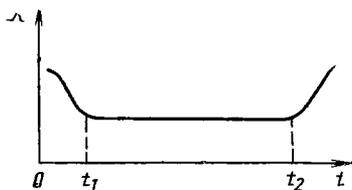


Рис. 226. Зависимость интенсивности отказов от времени эксплуатации изделия

Опыт эксплуатации ЭМИ показал, что наиболее частыми причинами отказов являются: механические повреждения в процессе транспортировки; обрыв кабелей, соединительных проводов, неисправности разъемов; неисправность механической системы клавишных механизмов; выход из строя элементов электрического монтажа.

Перечень основных неисправностей электрических узлов ЭМИ приведен в табл. 36.

§ 4. ВИДЫ РЕМОНТА ЭМИ И ЕГО ОРГАНИЗАЦИЯ

В зависимости от степени и характера неисправностей ЭМИ их ремонт подразделяют на три вида: мелкий (или текущий), средний и капитальный. Эти виды ремонта различаются сложностью, количеством неисправных элементов и узлов и потребностью необходимых для выполнения ремонта материалов и деталей.

К мелкому ремонту относятся исправления мелких дефектов корпуса, органов управления или схемы (например, замена или исправление ручек управления, переключателей регистров, клавиш, кабелей питания, разъемов, замена неисправных электрических элементов, если для их обнаружения не требуется проverka режимов узлов или других измерений при включенном инструменте, устранение мелких царапин на корпусе инструмента, замена шильдиков и т. д.).

Мелкий ремонт производят как непосредственно у владельцев инструментов, так и на ремонтных предприятиях. Специально оборудованных рабочих мест для такого ремонта, как правило, не требуется.

Средний ремонт включает в себя все виды работ по обнаружению и устранению неисправностей электрического монтажа, электромеханических и электрических узлов, если это не требует замены или переделки основных узлов инструмента. К среднему ремонту также относятся работы по отделке корпуса инструмента, исправление и устранение вмятин и сколов.

При среднем ремонте выполняется замер режимов работы инструмента, разборка или съемка отдельных узлов с целью их исправления, замена переменных резисторов или других элементов и полная регулировка и отладка инструмента.

Сложность ремонта и количество неисправных элементов и узлов при среднем ремонте могут колебаться в значительных пределах. Средний ремонт должен выполняться квалифицированными специалистами завода-изготовителя или ремонтного предприятия на оборудованных рабочих местах.

Капитальный ремонт включает одновременную замену или переделку некоторых узлов, а также замену большого количества пришедших в негодность электрических и механических элементов; выполнение также операций мелкого и среднего ремонта и ряда более трудоемких операций по восстановлению, пе-

Т а б л и ц а 36. Основные неисправности электрических узлов, встречающиеся при эксплуатации ЭМИ

Неисправность	Возможная причина	Способ устранения
<p>При включении инструмента и нажатии на клавишу звуковой сигнал отсутствует</p>	<p>Перегорел предохранитель, неисправны соединительные шнуры, вышли из строя блок питания или УАУ</p>	<p>Сменить предохранитель, проверить исправность соединительных шнуров, блока питания и УАУ</p>
<p>При включении инструмента на выходе появляется сигнал одного или нескольких тонов</p>	<p>Залипание клавишных контактов, неисправность манипуляторов</p>	<p>Установить клавишу, соответствующую высоте слышимого тона, проверить исправность контактной системы и устранить обнаруженный дефект. Проверить исправность диодов, транзисторов и конденсаторов манипулятора, при обнаружении неисправных — заменить</p>
<p>Сигналы одной из нот в нескольких или всех октавах не появляются при нажатии соответствующих клавиш</p>	<p>Не работает один из генераторов (при 12 ведущих генераторах) или делителей</p>	<p>Проверить генератор соответствующего тона, а при его исправности — соответствующую цепочку делителей; при обнаружении неисправных — проверить режимы транзисторов и других элементов; вышедшие из строя заменить</p>
<p>Тембры одного или нескольких тонов резко отличаются от остальных при некоторых положениях регистровых переключателей</p>	<p>Вышла из строя система синтеза звука для одного из тонов</p>	<p>Проверить устройство синтеза, выявить неисправный элемент и заменить его</p>
<p>Один или несколько тонов звучат на октаву ниже или выше; иногда возможно появление хрипа</p>	<p>Вышли из строя один или несколько делителей частоты в генераторной основе</p>	<p>Обнаружить неисправный делитель, проверить режимы транзисторов и других элементов, заменить неисправный элемент. При интегральном исполнении делителей заменить интегральную микросхему</p>
<p>Отсутствуют или очень слабые звуки при нажатии клавиш одной или нескольких октав</p>	<p>Неисправны формантные или синус-фильтры</p>	<p>Проверить наличие возможных обрывов и коротких замыканий в соответствующих фильтрах, проверить режимы транзисторов или микросхем; обнаруженные неисправности устранить, неисправные полупроводниковые элементы заменить</p>

Неисправность	Возможная причина	Способ устранения
<p>Большой уровень шума всех частот генераторной основы</p>	<p>Неплотное запыряние клавишных преобразователей</p>	<p>Проверить правильность режимов схемы, наличие напряжений питания и смещения манипуляторов, блока питания. Заменить неисправные элементы при их обнаружении</p>
<p>Большой уровень фона переменного тока промышленной частоты</p>	<p>Неисправен блок питания, нарушена экранировка проводов, обрывы общего (заземляющего на корпус узлы схемы) провода, неисправно УАУ</p>	<p>Проверить работу фильтра и стабилизатора блока питания, исправность стабилизатора, соответствие напряжения сети переменного тока и установленного номинального напряжения питания ЭМИ и УАУ, проверить надежность соединения экранов с общим проводом и отдельных участков общего провода и корпуса между собой. Проверить качество работы УАУ</p>
<p>Большие искажения звука, появление комбинационных частот</p>	<p>Неисправность усилительных узлов, в том числе в активных фильтрах, неисправности УАУ, вызывающие большие нелинейные искажения</p>	<p>Проверить коэффициент нелинейных искажений усилительных узлов инструмента и УАУ, проверить исправность акустической системы, привести в соответствие режимы работы этих устройств, неисправные элементы заметить</p>
<p>Очень мала интенсивность звучания</p>	<p>Несогласованность входа УАУ с выходом ЭМИ, напряжение питания ниже номинального</p>	<p>Согласовать выход ЭМИ со входом УАУ, проверить напряжение питания сети и привести с ним в соответствие номинальные напряжения ЭМИ и УАУ. Проверить исправность УАУ</p>
<p>Трески, возникающие при регулировке громкости</p>	<p>Неисправен регулятор громкости, неисправны соединительные кабели</p>	<p>Проверить качество регуляторов громкости, надежность контактных соединений кабелей. Устранить обнаруженные неисправности, заменить неисправные элементы</p>
<p>Отсутствует звук при исправных ЭМИ и усилителе мощности</p>	<p>Обрыв в акустической системе или кабеле, соединяющем ее с усилителем</p>	<p>Установить место обрыва и сделать необходимые соединения. При обрыве звуковой катушки динамической головки заменить ее</p>

Неисправность	Возможная причина	Способ устранения
Плохо воспроизводятся низкие (высокие) частоты при исправных ЭМИ и усилителе мощности	Обрывы или короткие замыкания в системе разделения каналов акустического устройства	Установить место неисправности и устранить обрыв (короткое замыкание) или заменить неисправный элемент

ределке или замене изношенных узлов, восстановлению неисправностей корпуса и т. д.

Капитальный ремонт должен выполняться на специально оборудованных рабочих местах ремонтным предприятием.

Рабочее место механика по ремонту ЭМИ должно быть оборудовано необходимыми приборами и инструментом. К ним относятся:

электронный осциллограф для работы в области звуковых частот (например, С1-49, С1-54, ТР-43-56);

частотомер низкочастотный (например, ЧЗ-33; ЧЗ-34);

генератор низкой частоты (например, ГЗ-33, ГЗ-102);

вольтметр электронный (например, ВЗ-38);

ампервольтметр (например, Ц57, Ц4324).

На рабочем месте механика должны находиться средства индивидуальной защиты: инструмент с изолированными ручками, диэлектрический коврик, диэлектрические перчатки.

При выполнении ремонтных работ необходимо соблюдать следующие правила техники безопасности;

производить ремонтные работы под напряжением только в случае крайней необходимости (например, при замерах режимов, наблюдении осциллограмм), при этом должны быть приняты все меры предосторожности;

электрические приборы подключать к инструменту только при его отключении от сети;

в тех случаях, когда требуется соприкосновение с токоведущими частями, необходимо работать инструментом с изолированными ручками, работы выполнять при этом следует одной рукой;

запрещается пайка проводов, находящихся под напряжением; запрещается производить ремонтные работы в помещениях с токопроводящими и сырыми полами;

запрещается производить ремонтные работы вблизи заземленных металлических конструкций (например, радиаторов центрального отопления), если нет специальных ограждений.

§ 5. ОБНАРУЖЕНИЕ НЕИСПРАВНОСТЕЙ ЭМИ

Неисправности ЭМИ, требующие мелкого ремонта, обнаруживают обычно при внешнем осмотре или в процессе эксплуатации. Легко обнаруживаются также неисправности инструмента, требу-

ющие среднего и капитального ремонта, если эти неисправности связаны с механическими повреждениями или износом механических узлов, поэтому останавливаться на вопросах обнаружения таких неисправностей здесь не будем.

Значительно сложнее обнаружить неисправности электрических узлов. Тем не менее некоторый общий подход в решении этих вопросов иногда ускоряет и упрощает процесс обнаружения неисправностей ЭМИ. В связи с этим при выполнении таких работ рекомендуется придерживаться следующих правил.

Инструмент, подлежащий ремонту, подвергают тщательному внешнему осмотру состояния электрических узлов. Иногда таким путем удается обнаружить отдельные неисправности электрического монтажа: обрывы, короткие замыкания, перегоревшие резисторы и катушки трансформаторов и т. д. Дальнейшую проверку инструмента необходимо производить после устранения неисправностей, обнаруженных при внешнем осмотре.

Следующим этапом проверки является проверка источников питания (инструмент при этом должен быть включен) и всех цепей питания. Обнаруженные дефекты устраняются. После выявления неисправного узла проверку состояния его элементов начинают с проверки исправности микросхем и транзисторов.

Эти правила, естественно, не могут охватить всех конкретных случаев выявления неисправностей, и поэтому при их обнаружении и ремонте ЭМИ прежде всего следует руководствоваться инструкцией по ремонту.

После устранения обнаруженных неисправностей инструмента проверяют его работоспособность.

§ 6. ЗАМЕНА НЕИСПРАВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

При устранении неисправностей электрических узлов ЭМИ необходимо соблюдать определенные правила, исключающие возможности выхода из строя электрических элементов в результате неправильного обращения с ними. Прежде всего это относится к случаю использования интегральных микросхем и полевых транзисторов.

При выполнении ремонтных работ с микросхемами требуется соблюдать следующие правила:

при лужении выводов микросхем методом погружения в расплав температура припоя не должна превышать 250°C , а время погружения 2 с;

расстояние от зеркала припоя до корпуса микросхемы по длине выводов должно быть не менее 1 мм;

допустимое количество погружений выводов микросхемы в припой не более двух, причем время между погружениями должно составлять не менее 5 мин;

пайку микросхем рекомендуется производить одножильным паяльником с температурой жала не более 260°C , а время касания

выводов при пайке не должно превышать 3 с при интервалах между пайками соседних выводов более 3 с;

расстояние от корпуса до места пайки (по длине вывода) должно составлять менее 1 мм, жало паяльника должно быть заземлено;

для уменьшения статических зарядов необходимо при работе с микросхемами металлические части инструмента заземлять через резисторы сопротивлением 1 МОм.

При работе с полевыми транзисторами, имеющими изолированные затворы, необходимо выполнять дополнительные требования:

применение заземляющего кольца, надеваемого на руку специалиста, работающему с такими приборами, а также необходимость перед началом работы выдерживать в течение 2—3 мин ладони рук на заземленном металлическом листе. При пайке приборов пользоваться паяльником с напряжением питания не более 12 В при температуре жала не более 260° С, время пайки не более 2 с. Пайка допускается на расстоянии не менее 3 мм от корпуса. В момент пайки все выводы транзистора должны быть закорочены, а жало паяльника — заземлено.

Работа с полевыми транзисторами должна проводиться в аstaticеском халате. Вся измерительная аппаратура должна быть заземлена.

Биполярные транзисторы и тем более другие электрические элементы не требуют выполнения таких жестких правил при работе с ними, поскольку воздействия на них статических зарядов, возникающих в обычных условиях, не приводят к выходу их из строя.

Большинство неисправностей, встречающихся в ЭМИ, связано с заменой неисправных электрических элементов. Если речь идет о замене переключателей регистров, контактов клавишных механизмов, кабелей, то такие ремонтные работы не сопряжены с особыми сложностями и мерами предосторожности и сводятся лишь к аккуратной разборке нужного узла ЭМИ, установке взамен испорченного нового элемента, подпайке к его выводам электрических проводников.

Однако основная масса неисправностей связана с заменой подвесных элементов на печатных платах. Такие работы, кроме жестких требований, связанных с применением полупроводниковых и других элементов, требуют и соблюдения определенных технологических приемов. Эти приемы при замене неисправных подвесных элементов на печатных платах обеспечивают хорошее качество ремонта.

Замены можно производить без выпайки из платы неисправного подвесного элемента или после его выпайки. В случае замены без выпайки для сохранения на плате достаточно длинных выводов от неисправного элемента, его разрезают бокорезами или другим инструментом (рис. 227, а) или раздавливают (рис. 227, б). Остатки элемента выкусываются таким образом, чтобы сохранить

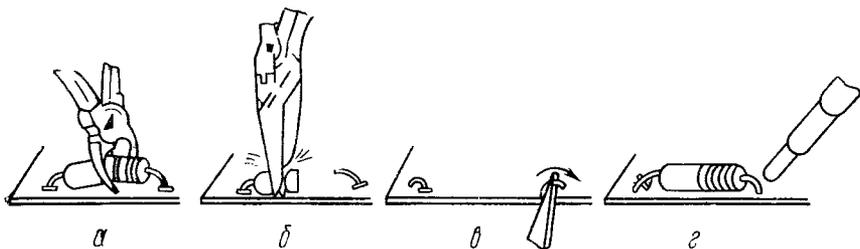


Рис. 227. Удаление электрического элемента без его выпайки:
а — разрезание; *б* — раздавливание; *в* — подгибка выводов; *г* — подпайка
 нового элемента

старые выводы по возможности длинными. Эти выводы затем подгибают пинцетом (рис. 227, *в*) и к ним крепят и подпаивают новый, исправный, элемент (рис. 227, *г*).

Крепление нового элемента после удаления неисправного можно выполнять как способом закрутки (рис. 228, *а*), так и способом обмотки концов нового и старого элементов (рис. 228, *б*), после чего место соединения спаивают. Пайку производят на расстоянии примерно 5 мм от корпуса элемента. Место пайки обезжиривают, промывают с помощью кисточки, смоченной этиловым спиртом, и покрывают влагозащитным лаком.

Таким образом заменяют неисправные постоянные резисторы.

Способ замены неисправного элемента с выпайкой в основном заключается в следующем. Обрезают кусачками выводы заменяемого элемента у самой поверхности платы, очищают место пайки от влагозащитного покрытия и паяльником расплавляют и удаляют припой из отверстия, в котором был впаян неисправный элемент. На подготовленное место впаявают новый элемент.

Если место установки исправного элемента ограничено, то на жало паяльника для удобства пайки наматывают медную проволоку диаметром 1,8—2,4 мм, как показано на рис. 229. Длину выступающего за жало конца проволоки делают равной 12—18 мм. Конец проволоки зачищают и лудят. При пайке таким точечным паяльником рекомендуется применять низкотемпературный кад-

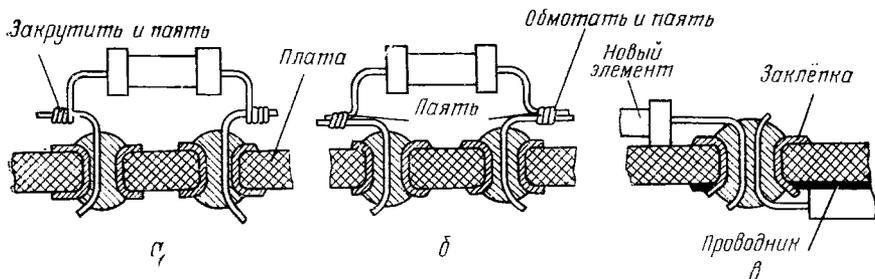


Рис. 228. Способы крепления нового элемента:
а — скруткой; *б* — обмоткой; *в* — впайкой



Рис. 229. Паяльник с жалом для точечной пайки

миевый припой ПОК-56 (см. табл. 33). Для удаления остатков флюса место пайки промывают этиловым спиртом и покрывают влагозащитным лаком.

Транзисторы и микросхемы на печатных платах заменяют обычной впайкой.

Иногда элементы выпаивают, не обрезая концов неисправного элемента. Для этого на жало паяльника надевают специальные насадки (рис. 230), которые позволяют одновременно прогреть все впаянные выводы заменяемого элемента. Заменяемый элемент удаляют пинцетом и на его место устанавливают новый.

Для выпайки нескольких выводов, расположенных в один ряд, применяют насадку *а*, при треугольном расположении выпаиваемых выводов — насадку *б*, при круговом расположении выпаиваемых выводов — насадку *в*.

В зависимости от вида монтажа и расположения выпаиваемых выводов могут применяться и другие виды насадок. Но вследствие большей потери тепла, температура жала паяльника при этом должна быть несколько выше, чем в других случаях.

Для упрощения зачистки мест пайки и предотвращения возникающих после пайки налетов флюса в некоторых случаях применяют паяльники с вакуумным отсосом.

Иногда приходится выполнять ремонт плат, не связанный с заменой подвесных элементов. Такой ремонт может быть вызван отслоением печатных проводников от изолирующей подложки, приводящим часто к обрыву или короткому замыканию монтажа. В этом случае, если нет обрыва, проводник приклеивают к подложке эпоксидным клеем или клеем БФ-4. При обрыве отслоившийся проводник удаляют и заменяют перемычкой из обычного монтажного провода. Если длина перемычки более 2 см, ее приклеивают к плате.

Ремонтируя металлизированное отверстие, его рассверливают и в новое отверстие вставляют предварительно залуженную по-

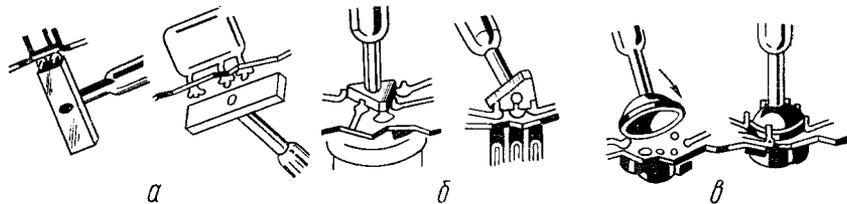


Рис. 230. Насадки для распайки монтажа:

а — при однорядных расположениях выпаиваемых выводов; *б* — при треугольном расположении выводов; *в* — при круговом расположении выводов

лую металлическую заклепку. Выводной конец навесного элемента и конец перемычки вставляют в отверстие заклепки и пропаявают (см. рис. 228, в). Место пайки зачищают смоченной в этиловом спирте кисточкой и покрывают влагозащитным лаком.

§ 7. ПРЕДУПРЕЖДЕНИЕ НЕИСПРАВНОСТЕЙ ЭМИ

Основными задачами разработчиков, производителей и лиц, связанных с эксплуатацией ЭМИ, являются обеспечение максимальной надежности и сведение до минимума отказов этих инструментов. Эту задачу можно решить лишь в том случае, если частично или полностью избавиться от причин, вызывающих отказы ЭМИ. Такие причины, как мы уже установили, могут иметь конструктивный технологический или эксплуатационный характер.

Сократить количество неисправностей, вызванных конструктивными причинами, можно путем более глубокой проработки ЭМИ на стадиях от исследования до макетирования и изготовления опытных образцов.

Исследования и поиски новых технических решений, постановка экспериментов должны выполняться на высоком теоретическом уровне с глубокой экспериментальной проработкой. Для этих целей должны привлекаться специалисты с высоким уровнем знаний данного предмета.

При разработке отдельных узлов ЭМИ нужно по возможности прибегать к типовым техническим решениям или решениям, хорошо проверенным экспериментально. Такими узлами являются, например, блоки питания, генераторная основа, усилители, клавишные механизмы и т. д. В новых схемных решениях необходимо ориентироваться на элементы и материалы повышенной надежности, например, на интегральные микросхемы, если, естественно, тому не препятствуют другие условия.

Повышению надежности инструментов способствует использование в схемных решениях не предельных, а более мягких режимов работы отдельных элементов.

Влияние технологических факторов на работоспособность ЭМИ заключается в применении прогрессивных технологических процессов, наиболее передовых приемов труда, в максимальной механизации и автоматизации производства. Опыт показал, что изделия массового производства, как правило, более надежны, чем изделия серийного и тем более единичного производства.

Хорошая организация контроля в процессе производства ЭМИ, начиная с входного контроля и до их выпуска, — важный фактор повышения работоспособности электромузыкальных инструментов. Своевременно выявить скрытые дефекты в процессе производства позволяет применение вибростендов, климатических камер, прогон изделий под нагрузкой и т. д. Совершенствование производственно-технической базы предприятий, контроль изделий в лабораториях надежности, внедрение системы бездефектного выпуска

продукции — важные мероприятия по повышению надежности ЭМИ.

Снижение влияния эксплуатационных факторов на работоспособность ЭМИ заключается в строгом соблюдении правил, оговоренных в руководствах по эксплуатации, в совершенствовании организации технического обслуживания и ремонта. Сбор и обобщение статистических данных об отказах, возникающих в процессе эксплуатации ЭМИ, может способствовать повышению их надежности, если такие данные будут использованы разработчиками и технологами для учета их при совершенствовании конструкций и технологии производства ЭМИ. Только совместная работа ученых, инженеров, изготовителей ЭМИ и музыкантов позволит успешно решать задачи разработки и производства качественных и надежных ЭМИ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дрейзен Н. Г. Курс электроакустики. М., 1938.
2. Цвикер Э., Фельдкеллер Р. Ухо как приемник информации. М., 1971.
3. Беранек Л. Акустические измерения. М.; Л., 1952.
4. Гарбузов Н. А. Зонная природа звуковысотного слуха. М.; Л., 1948.
5. Гарбузов Н. А. Зонная природа тонального слуха.— В сб.: Проблемы физиологической акустики. М.; Л., 1950. Т. 2.
6. Гарбузов Н. А. Натуральные призвуки и их гармоническое значение. Акустическая природа мажора и минора.— Сб. трудов ГИМНа, М., 1925. Вып. 1.
7. Симонов И. Д. Динамические диапазоны солистов ансамблей. Проблемы физиологической акустики, М; Л., 1950.
8. Helmholtz H. Die lehre von den Tonempfindungen als physiologische Grundlage für die Theorie der Musik. Braunschweig, 1863.
9. Taylor C. A. The physics of musical sounds, The English universities press LTD, London, 1965.
10. Музыкальная акустика /Багадуров В. А., Гарбузов Н. А., Зимин П. Н., Корсуникий С. Г., Рождественский А. А. М., 1971.
11. Bekesy, Physic, Leit., 30, 118, 1929.
12. Девис А. Современная акустика. ГОНТИ, М.; Л., 1938.
13. Гоноровский И. С. Основы радиотехники. М., 1957.
14. Nuhuck O. and Soung R. Snharmonicity of Piano Strings. IASA, № 15, 1943, p.p. 1—11.
15. Володин А. А. Электронные музыкальные инструменты. М., 1970.
16. Кнудсен О. Архитектурная акустика. Киев, 1936.
17. Вуд А. Звуковые волны и их применение. М., 1964.
18. Римский-Корсаков А. В., Дьяконов Н. А. Музыкальные инструменты. М., 1952.
19. Скучик Е. Основы акустики. М., 1959. Т. 2.
20. Гриднев М. В. Оценка качества звука щипковых музыкальных инструментов. М., 1972.
21. Douglas Alan. The electronic musical instrument manual, A. Guide to Theory and Desing, N. Y., 1962.
22. Яковлев Л. А. О роли переходных процессов в оценке тембра щипковых инструментов. Доклад на VI Всесоюзной акустической конференции. М., 1968.
23. Янковский Б. А. Методы объективной оценки качества звучания скрипок.— Акустический журнал. М., 1965. Вып. 3. Т III.
24. Римский-Корсаков А. В. Исследование динамических свойств клавишного механизма фортепиано.— Сборник трудов НИИМП, Л., 1938. Вып. 1.
25. Кузнецов Л. А. Некоторые вопросы динамики электромузыкальных инструментов. Доклад на VI Всесоюзной акустической конференции. М., 1968.
26. Кузнецов Л. А. Клавишные преобразователи силы удара в электронных фортепиано. М., 1968. Вып. 2.
27. Кузнецов Л. А. Исследование функционального преобразователя силы удара в электрический сигнал специальной формы. Дис. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук. М., 1970.
28. Лебедева Е. А. Исследование некоторых эксплуатационных свойств различных вариантов клавишных механизмов пианино. Дис. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук. Л., 1975.

29. **Бакгауз Г.** Устанавливающиеся процессы в акустике. М., 1938.
30. **Плоткина Н. Л.** Исследование флуктуаций огибающей переходного процесса как одного из критериев оценки качества звучания музыкальных инструментов. Дис. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук. Л., 1964.
31. **Володин А. А.** Психологические аспекты восприятия музыкальных звуков. Дис. на соиск. уч. степ. канд. психолог. наук. М., 1973.
32. **Гоноровский И. С.** Радиотехнические цепи и сигналы. М., 1964.
33. **Белецкий А. Ф.** Основы теории линейных электрических цепей. М., 1967.
34. **Волошин В. И., Федорчук Л. И.** Электромusикальные инструменты. М., 1971.
35. **Boothman A. I.** The P. E. Electronic Piano «Ioanna», Practical Electronics, May — September, 1975.
36. **Витенберг М. И.** Расчет электромагнитных реле. М., 1961.
37. **Lancaster D.** Keying & vca circuits for electronic music instruments. Popular electronics, part 1; 2, January, 1975.
38. **Nenfeldt K.** Ein elektronisches Klavier. Funk — Technik, Nr. 10, 1968.
39. **Peltz G.** Elektronisches Klavier mit 5 Oktaven, Funkschau, Heft 17, 1973.
40. **Симонов И. Д.** Новое в электромузыкальных инструментах. М., 1966.
41. **Peltz G.** Piano — Forte — Schaltung für elektronische Orgeln. Funk — Technik, Nr. 19, 1972.
42. **Lorkovic M. und Hollnann J.** Integriertes Orgelgatter TBA 470 und seine Anwendungen. Funk — Technik, Nr. 1, 1972.
43. **Манаев Е. И.** Основы радиоэлектроники. М., 1976.
44. **Королев Л. И.** И снова терменвокс. — Ж. Радио, 1972, № 9.
45. **Гаврилов А. Н.** Основы технологии приборостроения, М., 1976.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
Глава I. <i>Природа звука и звуковые колебания</i>	5
§ 1. Природа звука и колебательных процессов	5
§ 2. Распространение звука и звуковое поле	10
§ 3. Реверберация и эхо	13
§ 4. Биения и унисон	17
§ 5. Амплитудная модуляция и амплитудное вибрато	20
§ 6. Угловая модуляция, частотное и фазовое вибрато	23
Глава II. <i>Восприятие музыкальных звуков</i>	27
§ 1. Восприятие интенсивности звука. Уровни громкости	27
§ 2. Критические полосы слуха	32
§ 3. Маскировка звуков	34
§ 4. Высотное восприятие музыкальных звуков	36
§ 5. Пороги амплитудной различимости музыкальных звуков	41
§ 6. Пороги частотной различимости музыкальных звуков	43
§ 7. Восприятие музыкальных интервалов и сложных звуков	44
§ 8. Комбинационные тоны	48
§ 9. Восприятие фазовых соотношений тонов музыкальных звуков	52
§ 10. Восприятие переходных процессов и адаптация слуха	52
Глава III. <i>Формирование музыкальных звуков и структура музыкальных инструментов</i>	55
§ 1. Звукообразование в традиционных музыкальных инструментах	55
§ 2. Тембр музыкального звука	68
§ 3. Динамические характеристики музыкальных инструментов	77
§ 4. Функциональная структура музыкальных инструментов	84
§ 5. Электромузыкальные инструменты, их классификация и особенности функциональных схем	85
Глава IV. <i>Формирование тембров ЭМИ</i>	90
§ 1. Качественные признаки звуковых сигналов ЭМИ	90
§ 2. Гармонический синтез	94
§ 3. Несинусоидальные сигналы, применяемые для формирования тембров ЭМИ	97
§ 4. Смещение несинусоидальных сигналов при формировании тембров	103
§ 5. Прохождение электрических сигналов через формантные цепи ЭМИ	110
§ 6. Полосовые и обрезные фильтры формантных трактов ЭМИ	126
§ 7. Формантные контуры и фильтры, построенные на активных RC-цепях	129
§ 8. Тембровая значимость формант	133
§ 9. Практические схемы построения формантных систем	145

Глава V. Статические преобразователи прикладываемого к клавише усилия в электрический сигнал	157
§ 1. Клавишные механизмы с контактными системами	157
§ 2. Электрические цепи контактных клавишных преобразователей	164
§ 3. Модуляторы статических клавишных преобразователей	178
§ 4. Бесконтактные статические клавишные преобразователи	185
Глава VI. Динамические клавишные преобразователи ЭМИ	188
§ 1. Назначение динамических клавишных преобразователей и особенности работы их клавишных механизмов	188
§ 2. Преобразователи с перезаряжающимися конденсаторами	192
§ 3. Динамические клавишные преобразователи с накопительным конденсатором	201
§ 4. Модуляторы динамических клавишных преобразователей	223
Глава VII. Генераторная основа ЭМИ	234
§ 1. Назначение и основные требования	234
§ 2. Схемы некоторых генераторов тона, применяемых в ЭМИ	234
§ 3. Генераторная основа многоголосных ЭМИ с одним ведущим генератором	243
§ 4. Преобразование спектра сигналов генераторной основы ЭМИ	264
§ 5. Генераторы и модуляторы вибрато и тремоло	266
Глава VIII. Некоторые вопросы производства ЭМИ	269
§ 1. Особенности производства ЭМИ	269
§ 2. Производство моточных изделий	273
§ 3. Изготовление печатных плат	278
§ 4. Монтаж подвесных элементов на печатные платы	286
§ 5. Электрический монтаж ЭМИ	288
§ 6. Регулировка и контроль качества ЭМИ и УАУ	290
Глава IX. Обслуживание и ремонт электромusыкальных инструментов	293
§ 1. Обслуживание ЭМИ	293
§ 2. Настройка ЭМИ в условиях эксплуатации	294
§ 3. Неисправности ЭМИ и причины их возникновения	297
§ 4. Виды ремонта ЭМИ и его организация	299
§ 5. Обнаружение неисправностей ЭМИ	302
§ 6. Замена неисправных элементов	303
§ 7. Предупреждение неисправностей ЭМИ	307
Список литературы	309

Леонид Алексеевич Кузнецов
ОСНОВЫ ТЕОРИИ, КОНСТРУИРОВАНИЯ,
ПРОИЗВОДСТВА И РЕМОНТА
ЭЛЕКТРОМУЗЫКАЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТОВ

Редактор *О. Н. Царева*. Художник *В. Я. Батищева*. Художественный редактор *В. В. Зеркаленкова*. Технические редакторы *Г. А. Алавина, Т. П. Астахова*.
Корректоры *Н. П. Багма, А. И. Гурычева*

ИБ № 173

Сдано в набор 19.06.81. Подписано в печать 07.12.81. Т-30124. Формат 60×90/16. Бумага типографская № 1. Литературная гарнитура. Высокая печать. Объем 19,5 п. л. Усл. п. л. 19,5. Усл. л. кр. отт. 19,75. Уч.-изд. л. 20,76. Тираж 3100 экз. Заказ № 606. Цена 1 р. 30 к.

Издательство «Легкая и пищевая промышленность»,
113035, Москва, М-35, 1-й Кадашевский пер., д. 12.

Московская типография № 6 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 109088, Москва, Ж-88, Южнопортовая ул., 24.