

Литература

- 1 Hawker P. Technica l Topics. — Radio Communication, 1985, № 4, p. 274—275.
- 2 Varney L. G5RV multiband antenna . . . up-to-date. — Radio Communication, 1984, № 6, p. 572—575.
- 3 Hawker P. Technical Topics. — Radio Communication, 1982, № 2, p. 142—143.
- 4 Dobbs R. G. QRP. — Radio Communication, 1985, № 3, p. 206.
- 5 Doncel D. Antena «sisargas» vertical para 10, 15 y 20 m. — URE, 1984, № 10, p. 572.
- 6 Johansson F. VK 6 — antennen — en multibandantennen. — QTC, 1984, № 12, s. 428.
- 7 Servik J. Short ground radial sistems for short verticals. — QST, 1978, № 4, p. 30—33.
- 8 Sommer R. Optimizing coaxial-cable traps. — QST, 1984, № 12, p. 37—42.
- 9 D0dd P. Wire beam antennas and the evolution of the «Double-D». — QST, 1984, № 10, p. 21—23.
- 10 Hawkes J. M. A two element quad 14, 21 and 28 MHZ antenna for restricted space. — Radio Communication, 1984, № 4, p. 300—303.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Усилители воспроизведения (УВ) магнитофонов и усилители-корректоры (УК) электропроигрывающих устройств — наиболее чувствительные звенья канала звукоусиления. Именно этими звеньями определяется нижняя граница динамического диапазона электрического тракта. В высококачественных звуковоспроизводящих комплексах к УВ и УК предъявляются очень жесткие требования — уровень их собственных шумов должен быть меньше соответственно уровня шумов магнитной ленты и головки воспроизведения или уровня шумов немой канавки грампластинки и головки звукоснимателя.

Несмотря на важность вопросов проектирования УВ и УК, до настоящего времени отсутствуют простые инженерные методики расчета напряжения шумов, приведенного к их входу ($U_{ш.вх}$), что не позволяет рассчитать хотя бы порядок этой величины. В результате проектирование чувствительных УЗЧ на практике сводится подчас к выполнению общих, зачастую противоречивых и необоснованных рекомендаций, экспериментальным измерениям и оптимизации шумовых свойств конкретной схемы, без анализа и выявления причин повышенного уровня шума и способа его снижения. Предлагаемая методика проектирования малошумящих УЗЧ обладает невысокой трудоемкостью и в то же время позволяет рассчитать $U_{ш.вх}$ с достаточной для практических целей точностью.

В качестве модели реального УЗЧ примем идеальный (нешумящий) усилитель $A1$ (рис. 1), коэффициент усиления и входное сопротивление которого соответствуют реальному, а шумовые характеристики определяются взаимонезависимыми генераторами

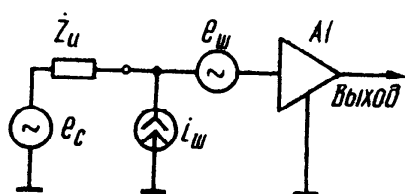


Рис. 1. Эквивалентная схема идеального (нешумящего) усилителя

шумовой ЭДС $e_{ш}$ и шумового тока $i_{ш}$. Источник сигнала представлен генератором ЭДС e_c и полным внутренним сопротивлением $\dot{Z}_n$. Такая модель является более сложной, чем модель шумящего усилителя, характеризуемая одним параметром — коэффициентом шума. Однако она позволяет определять $U_{ш\text{ вх}}$ для источников сигнала с любым (не только активным) внутренним сопротивлением и исследовать зависимость изменения $U_{ш\text{ вх}}$ от режима работы транзисторов входного каскада (определяющих $e_{ш}$ и $i_{ш}$) без использования понятия «коэффициента шума», справедливого лишь для вполне определенного и чисто резистивного $\dot{Z}_n$. В предлагаемой модели устранены и другие недостатки расчета коэффициента шума (минимизация коэффициентов шума не гарантирует минимизации уровня собственных шумов усилителя, а при реактивном внутреннем сопротивлении источника $\dot{Z}_n$ понятие коэффициента шума вообще неопределено [1, 2]).

Несмотря на то, что в реальном УЗЧ шумовое напряжение, обусловленное всеми источниками шумов, наблюдается только на его выходе, в модели использованы источники шумов, включенные на входе («приведенные» ко входу). Это позволяет характеризовать шумовые свойства и рассчитывать отношение сигнал/шум (независимо от коэффициента усиления усилителя) простым делением напряжения сигнала на входе УЗЧ на суммарное напряжение шумов, приведенных ко входу.

Напряжение сигнала на входе усилителя в общем случае равно $U_{с.вх} = e_c \dot{Z}_{вх} / (\dot{Z}_n + \dot{Z}_{вх})$, где $\dot{Z}_{вх}$ — полное входное сопротивление усилителя. Для УВ и УК величина $Z_{вх}$ обычно в несколько раз превышает $\dot{Z}_n = R_r + j\omega L_r$ на высшей частоте рабочего диапазона (это условие обеспечивает отсутствие дополнительных высокочастотных потерь во входной цепи), поэтому на опорной частоте $f = 1$ кГц $\dot{Z}_{вх} \gg \dot{Z}_n$ и $U_{с.вх} \approx e_c$. Для УВ e_c равно ЭДС, развиваемой конкретной головкой воспроизведения на опорной частоте при номинальном уровне записи (типовое ее значение равно 1 мВ на частоте 1 кГц), а для УК e_c равно стандартизованному для шумовых измерений уровню 5 мВ.

Общее напряжение шумов, приведенное ко входу, складывается из ЭДС генератора шума $e_{ш}$, падения шумового напряжения на внутреннем сопротивлении источника, обусловленного протеканием по нему шумового тока $i_{ш}$ и ЭДС тепловых шумов активной части внутреннего сопротивления источника R_r . Последнюю составляющую, как и шумы, обусловленные магнитной лентой или канавкой грампластинки, при расчете шумов собственно уси-

лителя не учитывают, так как их прохождение не связано с усилителем.

Физическими причинами собственных шумов биполярных транзисторов являются тепловые шумы сопротивления базы и дробовые шумы токов коллектора и базы. ЭДС тепловых шумов любого сопротивления R определяется формулой Найквиста

$$e_{\text{ш}} = \sqrt{4kTR(f_{\text{в}} - f_{\text{н}})},$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/°К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура, °К; $f_{\text{в}}$, $f_{\text{н}}$ — соответственно верхняя и нижняя граничные частоты интересующей частотной полосы (рабочего диапазона).

Шумовой ток, обусловленный дробовым эффектом (дискретным прохождением электронов через p - n переход), определяется формулой Шоттки:

$$i_{\text{ш}} = \sqrt{2qI_{\text{к}}(f_{\text{в}} - f_{\text{н}})},$$

где $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; $I_{\text{к}}$ — постоянный ток через переход.

С учетом этого эквивалентная ЭДС шума биполярного транзистора определяется как

$$e_{\text{ш БТ}} = \sqrt{4kT \left(r_{\text{б}} + \frac{kT}{2qI_{\text{к}}} \right) f_{\text{в}}}.$$

Второе слагаемое в круглых скобках характеризует ток дробовых шумов коллектора, пересчитанный в цепь базы делением на передаточную крутизну транзистора $S = kT/qI_{\text{к}}$. Разность $f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$ в формуле Найквиста ввиду очевидного для звукового диапазона частот неравенства $f_{\text{в}} \gg f_{\text{н}}$ заменена на $f_{\text{в}}$. Эквивалентный шумовой ток биполярного транзистора равен

$$i_{\text{ш БТ}} = \sqrt{2qI_{\text{б}} \left(f_{\text{в}} + f_{\text{ф}} \ln \frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{н}}} \right)},$$

где сомножитель в круглых скобках характеризует так называемые фликкер-шумы, спектральная плотность мощности которых обратно пропорциональна частоте. Частота $f_{\text{ф}}$ носит название частоты среза фликкер-шумов и определяется как частота, на которой спектральная плотность шумов (в данном случае шумового тока базы) возрастает на 3 дБ по отношению к спектральной плотности на умеренно высоких частотах, на которых фликкер-шумы несут существенны

Из сравнения выражений для $e_{\text{ш БТ}}$ и $i_{\text{ш БТ}}$ с учетом того, что $I_{\text{б}} = I_{\text{к}}/h_{21\text{э}}$, видно, что с увеличением постоянного тока коллектора $I_{\text{к}}$ шумовая ЭДС уменьшается, а шумовой ток увеличивается пропорционально $\sqrt{I_{\text{к}}}$. Это значит, что для биполярного транзистора при заданном полном внутреннем сопротивлении источника сигнала существует вполне определенное (оптимальное) значение тока коллектора $I_{\text{к опт}}$, при котором общее приведенное ко входу (базе) напряжение шумов минимально.

Если источник сигнала представляет собой магнитную головку с сопротивлением потерь R_r и индуктивностью L_r , общее напряжение шумов, приведенное ко входу с учетом частотно-зависимой спектральной плотности шумового тока базы, может быть определено по формуле [2]:

$$U_{ш.БТ} = \sqrt{\left[4kTr_0 + \frac{2(kT^2)}{qI_k}\right]f_B + \frac{2qI_k}{h_{21Э}}\left[R_r^2\left(f_B + f_\Phi \ln \frac{f_B}{f_H}\right) + (2\pi L_r f_B)^2 \times \dots \rightarrow \times \left(\frac{f_B}{3} + \frac{f_\Phi}{2}\right)\right]}. \quad (1)$$

Минимальный уровень собственных шумов достигается при токе коллектора

$$I_{к\text{ опт}} = \frac{kT \sqrt{h_{21Э} f_B}}{q \sqrt{R_r^2 \left(f_B + f_\Phi \ln \frac{f_B}{f_H}\right) + (2\pi L_r f_B)^2 \left(\frac{f_B}{3} + \frac{f_\Phi}{2}\right)}}. \quad (2)$$

Собственные шумы полевого транзистора с $p-n$ переходом определяются тепловыми шумами канала, которые эквивалентны шумовой ЭДС, включенной последовательно в цепь затвора:

$$e_{ш.ПТ} = \sqrt{\frac{2,8kT}{S} \left(f_B + f_\Phi \ln \frac{f_B}{f_H}\right)}, \quad (3)$$

где S — крутизна транзистора в рабочей точке. В связи с малостью токов утечки затвора дробовые шумы затвора практически не увеличивают общего уровня шумов (на эквивалентной схеме рис. 1 положить $i_{ш} = 0$), поэтому приведенные ко входу (затвору) шумы полевого транзистора не зависят от внутреннего сопротивления источника сигнала и обратно пропорциональны корню квадратному из крутизны в рабочей точке. Для наиболее распространенных полевых транзисторов, изготовленных методом двойной диффузии,

$S = \frac{2I_{с\text{ нач}}}{U_{отс}} \left(1 - \left|\frac{U_{зи}}{U_{отс}}\right|\right)$, где $I_{с\text{ нач}}$ — начальный ток стока при напряжении затвор — исток $U_{зи} = 0$, $U_{отс}$ — напряжение отсечки. Иными словами, наименее шумящими являются транзисторы с максимальным отношением начального тока стока к напряжению отсечки в режиме с минимально возможным напряжением затвор — исток.

Расчет эквивалентных шумовых параметров транзисторов целесообразно выполнять на программируемых микрокалькуляторах по программам 1 и 2, реализующим алгоритм формул (1), (2), (3). Программы составлены на входном языке калькулятора «Электроника МК-54», но могут быть использованы и для калькуляторов «Электроника БЗ-34», если операторы обращения к регистрам памяти $x \rightarrow П$ и $П \rightarrow x$ заменить соответственно на $П$ и $ИП$.

По адресам 00—47 (программа 1) занесена подпрограмма вычисления оптимального тока коллектора, а по адресам

48—71 — подпрограмма вычисления напряжения шумов. Перед началом вычислений в регистры P1 — P4 необходимо занести константы: $2q = 3,2 \cdot 10^{-19}$ в P1; $kT/q = 2,53 \cdot 10^{-2}$ в P2; $4kT = 1,62 \times 10^{-20}$ в P3; $2(kT)^2/q = 2,04 \cdot 10^{-22}$ в P4.

Исходные данные заносят в следующие регистры: f_v в PA, f_ϕ в PB, $h_{21э}$ в PC (поскольку $h_{21э}$ зависит от I_k , следует подставлять значения, соответствующие работе транзистора в близком к оптимальному, т. е. микротоковому режиму), r_b в PD, L_r в PY, P_r в PX. Параметр $f_n = 60$ Гц формируется непосредственно в программе по адресам 25, 26.

После занесения исходных данных автоматический счет с нулевого адреса команд обеспечивает расчет (время счета около 15 с) оптимального тока коллектора $I_{k.опт}$, значение которого получается в регистре PX и отображается на индикаторе. Повторный пуск без обнуления счета адреса обеспечивает выполнение второй подпрограммы (время счета 10 с), при этом в регистр PX заносится значение $U_{ш.БТ}(I_{k.опт})$. После этого можно ввести в регистр PX произвольное значение тока коллектора I_k и пуском без обнуления счетчика адреса вычислить приведенное ко входу напряжение шумов для этого произвольного I_k , т. е. $U_{ш.БТ}(I_k)$.

Программа 1. Расчет оптимального тока коллектора и приведенного ко входу напряжения собственных шумов биполярного транзистора

Адрес	Команда	Код	Адрес	Команда	Код	Адрес	Команда	Код
00	$x \rightarrow П9$	49	26	0	00	52	$x \rightarrow П7$	47
01	$\leftarrow \rightarrow$	14	27	$\div$	13	53	$П \rightarrow x4$	64
02	$x \rightarrow П8$	48	28	$\ln$	18	54	$П \rightarrow x0$	60
03	$B \uparrow$	0E	29	$П \rightarrow xB$	6L	55	$\div$	13
04	π	20	30	$\times$	12	56	$П \rightarrow x7$	67
05	$\times$	12	31	$П \rightarrow xA$	6—	57	$+$	10
06	2	02	32	$+$	10	58	$П \rightarrow xA$	6—
07	$\times$	12	33	$П \rightarrow x9$	69	59	$\times$	12
08	$П \rightarrow xA$	6—	34	x^2	22	60	$x \rightarrow П7$	47
09	$\times$	12	35	$\times$	12	61	$П \rightarrow x1$	61
10	x^2	22	36	$П \rightarrow x7$	67	62	$П \rightarrow x0$	60
11	$x \rightarrow П7$	47	37	$+$	10	63	$\times$	12
12	$П \rightarrow xA$	6—	38	$x \rightarrow П5$	45	64	$П \rightarrow x5$	65
13	3	03	39	$1/x$	23	65	$\times$	12
14	$\div$	13	40	$П \rightarrow xC$	6C	66	$П \rightarrow xC$	6C
15	$x \rightarrow П6$	46	41	$\times$	12	67	$\div$	13
16	$П \rightarrow xB$	6L	42	$П \rightarrow xA$	6—	68	$П \rightarrow x7$	67
17	2	02	43	$\times$	12	69	$+$	10
18	$\div$	13	44	$\sqrt{\quad}$	21	70	$\sqrt{\quad}$	21
19	$П \rightarrow x6$	66	45	$П \rightarrow x2$	62	71	C/П	50
20	$+$	10	46	$\times$	12	72	БП	51
21	$П \rightarrow x7$	67	47	C/П	50	73	48	48
22	$\times$	12	48	$x \rightarrow П0$	40			
23	$x \rightarrow П7$	47	49	$П \rightarrow xD$	6Г			
24	$П \rightarrow xA$	6—	50	$П \rightarrow x3$	63			
25	6	06	51	$\times$	12			

**Программа 2. Расчет приведенного ко входу напряжения
собственных шумов полевого транзистора**

Адрес	Команда	Код	Адрес	Команда	Код
00	$x \rightarrow \Pi 5$	45	13	$\Pi \rightarrow x5$	65
01	$\Pi - x7$	67	14	$\div$	13
02	$\Pi \rightarrow x6$	66	15	$\sqrt{\quad}$	21
03	$\div$	13	16	1	01
04	$\ln$	18	17		0—
05	$\Pi \rightarrow x8$	68	18	3	03
06	$\times$	12	19	ВП	0С
07	$\Pi \rightarrow x7$	67	20	1	01
08	$+$	10	21	0	00
09	0	00	22	/—/	0L
10		0—	23	$\times$	12
11	7	07	24	С/П	50
12	$\times$	12	25	БП	51

Контрольный расчет по программе 1 для $f_v = 2 \cdot 10^4$ Гц, $f_\phi = 10^4$ Гц, $h_{21э} = 200$, $r_\delta = 500$ Ом, $L_r = 0,1$ Гн, $R_r = 400$ Ом дает результаты $I_{к.опт} = 3,7153485 \cdot 10^{-5}$ А,

$U_{ш. БТ}(I_{к.опт}) = 6,1812264 \cdot 10^{-7}$ В,

$U_{ш. БТ}(200 \cdot 10^{-6} \text{ А}) = 8,8087601 \cdot 10^{-7}$ В.

При расчетах по программе 2 исходные данные заносят в регистры: Р7, Р8, Р6, РХ. Время счета около 8 с. Контрольный расчет для $f_v = 2 \cdot 10^4$ Гц, $f_n = 60$ Гц, $f_\phi = 5 \cdot 10^3$ Гц, $S = 1 \cdot 10^{-3}$ А/В дает результат $e_{ш.пт} = 7,6171567 \cdot 10^{-7}$ В.

Расчет по приведенным программам и формулам (1)—(3) справедлив не только для одиночного каскада с общим эмиттером (или общим истоком), имеющего линейную АЧХ и не охваченного ни местной, ни общей ООС по переменному току, и для многокаскадного усилителя рис. 2, а, если его входной каскад имеет коэффициент передачи по напряжению больше 5...10 (что на практике выполняется практически всегда с большим запасом).

Учесть АЧХ коррекции при расчете уровня шумов в общем случае весьма затруднительно. Однако в звуковоспроизводящей аппаратуре интерес представляет так называемый «взвешенный»

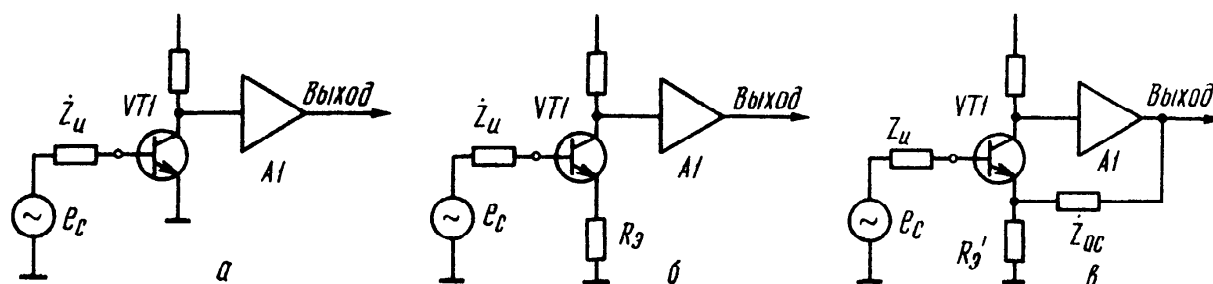


Рис. 2. Эквивалентные схемы усилителей для расчета напряжения шумов

по характеристике «МЭК-А» уровень шумов, поэтому учет АЧХ усилителя относительно несложен. Действительно АЧХ взвешивающего фильтра МЭК-А и стандартная АЧХ УВ с постоянными времени коррекции $\tau_1 = 50$ мкс, $\tau_2 = 3180$ мкс и типовой резонансной высокочастотной коррекцией 6...10 дБ, если их совместить на частоте 1 кГц, практически взаимобратны. Завал суммарной АЧХ МЭК-А и УВ на частотах ниже 60 Гц и выше 20 кГц может быть легко учтен заданием в формулах (1) — (3) и программах 1 и 2 значений частот $f_n = 60$ Гц и $f_v = 20$ кГц. Для УВ с постоянными времени коррекции $\tau_1 = 70$ мкс рассчитанные значения $U_{ш}$, $e_{ш}$ необходимо увеличить на 2 дБ (1,25 раз), $\tau_1 = 90$ мкс — на 3 дБ (1,4 раза), $\tau_1 = 120$ мкс — на 5 дБ (1,8 раза). Учет стандартной АЧХ УК сводится к заданию при расчетах $f_n = 60$ Гц и $f_v = 10$ кГц, поскольку суммарная АЧХ МЭК-А и УК имеет завал на этих частотах, который позволяет не учитывать спектральные компоненты вне этого диапазона. Естественно, результаты расчетов во всех этих случаях соответствуют взвешенному напряжению шумов

Собственные шумы усилителя, входной каскад которого охвачен местной последовательной ООС по току (рис. 2, б), складываются из шумов транзистора $VT1$ и тепловых шумов резистора R_3 . Согласно формуле Найквиста этот резистор генерирует ЭДС шума $e_{шR} = \sqrt{4kTR_3f_v}$, которую необходимо сложить по среднеквадратическому закону с напряжением собственных шумов транзистора, определяемым формулой (1):

$$U'_{ш} = \sqrt{U_{ш.БТ}^2 + e_{шR}^2}.$$

Собственные шумы усилителя с общей последовательной ООС (рис. 2, в) складываются из шумов транзистора $VT1$, тепловых шумов резистора R'_3 и тепловых шумов резистивной части полного сопротивления цепи ООС $Z_{ОС}$ (в шумовой эквивалентной схеме $Z_{ОС}$ и R_3 соединяются параллельно). Поскольку отношение $Z_{ОС}/R_3$ определяет коэффициент передачи усилителя $K_U \gg 1$, то $Z_{ОС} \gg R'_3$ и эквивалентное сопротивление параллельного соединения этих элементов практически равно R_3 . А это значит, что цепь общей ООС дополнительных шумов практически не вносит и шумы усилителя определяются соотношением $U''_{ш.БТ} = \sqrt{U_{ш.БТ}^2 + 4kTR'_3f_v}$. Заметим, что в усилителях с общей ООС сопротивление R'_3 может быть выбрано малым по сравнению с резистором R_3 в усилителе с местной ООС и даже сопротивлением базы r_6 транзистора $VT1$, поэтому шумовые параметры правильно спроектированного усилителя с общей ООС не уступают соответствующим параметрам усилителя без ООС и могут быть лучше, чем у усилителя с местной ООС.

Для расчета шумовых параметров усилителей рис. 2, б и рис. 2, в по программе 1 достаточно в регистр РД вместо значения r_6 занести суммарное значение $r_6 + R_3$ или $r_6 + R'_3$.

Если интерес представляет уровень шумов не только собственно усилителя, а всего электрического тракта, к напряжению шу-

мов, рассчитанному по формулам (1)—(3) и программам 1, 2, необходимо добавить (по среднеквадратическому закону) ЭДС тепловых шумов внутреннего сопротивления головки звукоснимателя или головки воспроизведения $e_{шг} = \sqrt{4kTR_g f_v}$. Особо отметим, что сопротивление R_g включает в себя потери как в обмотке, так и в сердечнике (магнитопроводе) головок и может намного (в несколько раз) превышать активное сопротивление. В этом случае сопротивление R_g нетрудно определить экспериментально по методике, описанной в [3]. При расчетах по программе 1 для учета тепловых шумов R_g достаточно вместо значения r_6 подставить $r_6 + R_g$.

При использовании во входном каскаде усилителя N параллельно включенных однотипных транзисторов следует помнить, что такое схемотехническое решение уменьшает эквивалентную ЭДС шумов $e_{ш}$ в $\sqrt{N}$ раз, а эквивалентный шумовой ток $i_{ш}$ во столько же раз увеличивает. Можно показать, что при этом оптимальный ток коллектора каждого из N биполярных транзисторов уменьшается при прочих равных условиях в N раз по сравнению с оптимальным током каскада на одном транзисторе. Это означает, что параллельное включение N биполярных транзисторов эквивалентно уменьшению в $\sqrt{N}$ раз эквивалентного сопротивления базы r_6 . Такое решение оправдано лишь при работе с низкоомными источниками сигнала, внутреннее сопротивление которых соизмеримо или меньше сопротивления базы одного транзистора. Для расчета общего уровня шумов в этом случае в формулу (1) и программу 1 вместо r_6 следует подставлять значение $r_6/\sqrt{N}$, а результат расчета $I_{к\text{ опт}}$ считать суммарным током коллекторов всех N биполярных транзисторов.

Параллельное включение N однотипных полевых транзисторов эквивалентно уменьшению в $\sqrt{N}$ раз эквивалентной шумовой ЭДС, рассчитываемой по формуле (3) и программе 2 (такое преобразование легко осуществить простым умножением крутизны S на число параллельно включаемых транзисторов N). Нарращивание числа N в этом случае ограничивается лишь габаритными и энергетическими возможностями.

Частота среза фликкер-шумов, используемая при расчетах в качестве единственного шумового параметра транзисторов, определяется по соответствующим частотным зависимостям спектральных плотностей, приводимых в ТУ малошумящих транзисторов. Для ориентировочных расчетов можно принять $f_\phi = 1...4$ кГц (КТ3107, $r_6 = 200...400$ Ом), $f_\phi = 3...10$ кГц (КТ3102, КТ342, КТ373, $r_6 = 600...1500$ Ом), $f_\phi = 5...20$ кГц (КТ209, КТ501, $r_6 = 50...200$ Ом). У транзисторов общего назначения (КТ315, КТ361, КТ312 и т. п.) $f_\phi = 15...50$ кГц. У полевых транзисторов серий КП307, КП303 $f_\phi = 6...10$ кГц, КП103 $f_\phi = 50...100$ кГц.

Для сопоставимости расчетов шумовых параметров целесообразно в качестве параметров источника сигнала УК (магнитных головок звукоснимателя) принять типовые значения $L_g = 0,5$ Гн

и $R_r = 1$ кОм, рекомендуемые стандартом *INF* [4]. Предписываемый по ГОСТ 23849—79 и ГОСТ 24838—81 чисто резистивный эквивалент $R_r = 2,2$ кОм не соответствует реальным условиям работы УК, в результате чего оптимизация и измерение шумовых характеристик УК с таким эквивалентом дает значительное (по данным [4] до 6...12 дБ) расхождение с реальными. В частности, измерение шумовых свойств УК на биполярных и полевых транзисторах с эквивалентом $R_r = 2,2$ кОм дает практически одинаковые результаты, в то время как использование эквивалента по стандарту *INF* выявляет значительное преимущество УК на полевых транзисторах. В свете сказанного очевидной становится также недопустимость практикуемого иногда сравнения свойств различных УК при коротком замыкании на входе.

Кроме оптимизации шумовых свойств, важным моментом проектирования УВ и УК является схемотехническое обеспечение заданных уровня нелинейных искажений и входного сопротивления. Коэффициент гармоник каскадов с общим эмиттером (рис. 2, а) и общим истоком, не охваченных ООС, определяется следующими выражениями [5]:

$$K_{\text{гоэ}} = \frac{qU_{\text{вх.м}}}{4kT} \cdot 100 \% = 10 \sqrt{2} U_{\text{вх}} \cdot 100 \%, \quad (4)$$

$$K_{\text{гон}} = \frac{U_{\text{вх.м}}}{4|U_{\text{отс}} - U_{\text{зи}}|} \cdot 100 \% = \frac{\sqrt{2} \cdot 100 \%}{4|U_{\text{отс}} - U_{\text{зи}}|}, \quad (5)$$

где $U_{\text{вх.м}}$ и $U_{\text{вх}}$ — амплитуда и среднеквадратическое значение входного напряжения. Эти данные получены в предположении линейной АЧХ следующих каскадов усилителя. АЧХ УВ и особенно УК имеют спад на высоких частотах, поэтому измеренный K_r будет меньше рассчитанного по формулам (4) и (5). Однако приведенными простыми соотношениями удобно пользоваться для оценки нелинейности амплитудно-частотной характеристики усилителя (собственно и являющейся первопричиной нелинейных искажений), так как несмотря на подавление высших гармоник падающая АЧХ подчеркивает разностные продукты интермодуляционных искажений, занимающие низкочастотную часть спектра и заметные даже в большей степени, чем гармонические. Подстановка в формулы (4) и (5) типовых для частоты 1 кГц значений $U_{\text{вх}} = 1$ мВ (для УВ) или $U_{\text{вх}} = 5$ мВ (для УК) дает $K_{\text{гоэУВ}} = 1,4 \%$, $K_{\text{гоэУК}} = 7,1 \%$, $K_{\text{гонУВ}} = 0,018 \%$, $K_{\text{гонУК}} = 0,09 \%$ (при расчете приняты $U_{\text{отс}} = 3$ В, $U_{\text{зи}} = 1$ В).

При введении в каскад с ОЭ местной ООС по току (рис. 2, б) коэффициент гармоник становится равным

$$K'_{\text{гоэ}} = \frac{\sqrt{2} U_{\text{вх}}}{4 \left(\frac{kT}{q} + R_3 I_3 \right)} \cdot 100 \%, \quad (6)$$

где I_3 — постоянный ток эмиттера. Из этого выражения можно

определить сопротивление резистора R_3 , обеспечивающее приемлемый K_r при заданном $U_{вх}$:

$$R_3 \geq \frac{\frac{\sqrt{2}U_{вх} \cdot 100 \%}{4K_r} - \frac{kT}{q}}{I_3}. \quad (7)$$

Для типовых $I_3 = 50 \cdot 10^{-6}$ А, $U_{вх} = 1$ мВ (УВ) или 5 мВ (УК) коэффициент гармоник, не превышающий 0,2 %, обеспечивают соответственно $R_{3, УВ} \geq 3$ кОм и $R_{3, УК} \geq 17$ кОм. Поскольку такие сопротивления обладают сравнительно большой собственной ЭДС тепловых шумов (в полосе 20 кГц соответственно 1 мкВ и 2,4 мкВ), местная ООС не может считаться удачным схемным решением входного каскада малошумящего усилителя.

Каскад с ОЭ, охваченный петлей общей последовательной ООС по напряжению (рис. 2, в), позволяет получить коэффициент гармоник

$$K'_{гоэ} = \frac{\sqrt{2}U_{вх}}{4 \left(\frac{kT}{q} + I_3 R'_3 \right) (1 + K_{петл})} \cdot 100 \%, \quad (8)$$

где $K_{петл}$ — петлевое усиление по цепи ООС (или, что то же, глубина общей ООС). Сравнение этого выражения с (4) и (6) показывает, что схема с общей ООС выгодно отличается от рассмотренных ранее. Действительно сопротивление R_3 в схеме рис. 2, в может быть выбрано весьма малым не только по сравнению с определяемым по формуле (7), но и по сравнению с сопротивлением базы транзистора r_6 , что позволяет получить шумовые характеристики не хуже, чем у транзисторного каскада без ООС (рис. 2, а), а использование $K_{петл} \geq 10$ на частоте 1 кГц для УВ и $K_{петл} \geq 50$ для УК обеспечивает приемлемый уровень коэффициента гармоник.

Как следует из (5), введение ООС в каскад с общим истоком с точки зрения повышения линейности практически не оправдано ввиду и без того малого значения K_r .

Входное сопротивление УВ и УК должно быть таким, чтобы отсутствовали заметные частотные искажения цепи головка-усилитель воспроизведения на верхней границе рабочего диапазона (для этого необходимо выполнение неравенства $R_{вх, УВ} \geq (2...3) 2\pi f_b L_r$). Входное сопротивление УК стандартизовано — $R_{вх, УК} = 47$ кОм ± 10 %.

Входное сопротивление каскада ОЭ без учета шунтирующего действия цепей базового смещения для схем рис. 2, а, б, в равно соответственно

$$R_{вх.тр} = r_6 + \frac{kT}{qI_k} (h_{21э} + 1), \quad (9, а)$$

$$R_{вх.тр} = r_6 + \left(\frac{kT}{qI_k} + R_3 \right) (h_{21э} + 1), \quad (9, б)$$

$$R_{\text{вх.тр}} = \left[r_6 + \left(\frac{kT}{qI_k} + R'_3 \right) (h_{213} + 1) \right] (1 + K_{\text{петл}}). \quad (9, в)$$

Чтобы обеспечить хорошую повторяемость параметров УВ и УК, их входное сопротивление $R_{\text{вх.у}}$ не должно заметно зависеть от параметров транзистора, поэтому желательно, чтобы оно определялось в основном эквивалентным сопротивлением цепей базового смещения $R_{\text{см}}$ (заметим, что возможность увеличения сопротивления $R_{\text{см}}$ ограничена требованиями термостабильности режима по постоянному току), что, в свою очередь, требует выполнения условия $R_{\text{вх.тр}} \geq (5 \dots 10) R_{\text{см}}$ или $R_{\text{вх.тр}} \geq (5 \dots 10) R_{\text{вх.у}}$. Подстановкой в (9, а — в) типовых значений r_6 , I_k , h_{213} , R'_3 и $K_{\text{петл}}$ легко убедиться, что выполнение этих условий в усилителях без ООС (схема рис 2, а) практически невозможно, а с использованием ООС (рис. 2, б и в) трудностей не представляет, причем более выгодным является использование общей ООС. Для усилителей с входным каскадом на плевых транзисторах выполнение условий по входному сопротивлению не вызывает затруднений независимо от использования ООС.

Обобщая сказанное, можно сделать следующие выводы:

1. При проектировании малошумящих УЗЧ использование в качестве основного параметра коэффициента шума недопустимо, так как приводит к неверным результатам как при оптимизации режима, так и при выборе активного усилительного элемента первого каскада (биполярный или полевой транзистор).

2. Схема с ОЭ без ООС не пригодна для входного каскада УВ и тем более УК по причине недопустимо больших нелинейных искажений, а также малого и нестабильного $R_{\text{вх.тр}}$.

3. Использование общей последовательной ООС по напряжению дает преимущество по уровню нелинейных искажений и шумов по сравнению с местной ООС.

4. Оптимальный с точки зрения минимизации относительного уровня собственных шумов ток коллектора в схеме с ОЭ определяется в основном индуктивностью внутреннего сопротивления источника и для $L_r \geq 0,5$ Гн достигает значений, при которых усилительные и частотные свойства биполярных транзисторов становятся неудовлетворительными. В этих условиях реализация оптимального режима практически невозможна и приходится увеличивать рабочий ток коллектора по сравнению с оптимальным, жертвуя шумовыми характеристиками устройства.

5. Параллельное включение биполярных транзисторов целесообразно лишь при работе с низкоомными источниками сигнала, внутреннее сопротивление которых соизмеримо с сопротивлением базы транзистора.

6. Полевые транзисторы в схеме с ОИ обеспечивают малый уровень нелинейных искажений даже без ООС и являются хорошей альтернативой биполярным транзисторам. По шумовым параметрам УЗЧ с входным каскадом на современных полевых транзисторах с $p-n$ переходом имеют преимущество по сравнению

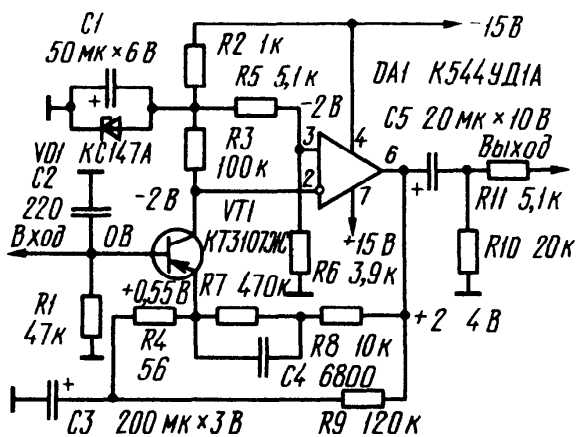


Рис. 3. Принципиальная схема усилителя воспроизведения

с УЗЧ на биполярных транзисторах для источников сигнала с индуктивностью $L_r \geq 150 \dots 200$ мГн.

В заключение рассмотрим несколько удачных практических схем УЗЧ, построение и параметры которых хорошо согласуются с рассчитанными по приведенным выше методикам. На рис. 3 показана несколько переработанная схема микрофонного усилителя, описанного в [6]. В этом УЗЧ режим работы транзистора VT1 (напряжение коллектор-эмиттер и постоянный ток коллектора) жестко стабилизирован 100-процентный ООС с выхода ОУ DA1 (обеспечивающего основное усиление) в цепь эмиттера транзистора и не зависит от параметров транзистора. Действительно, напряжение на эмиттере транзистора (около 0,55 В) благодаря соединению базы с общим проводом через резистор R1 определяется лишь входной характеристикой и слабо изменяется при замене транзистора или с изменением температуры. С другой стороны, напряжение на коллекторе (около 2 В) благодаря действию глубокой ООС равно напряжению на неинвертирующем входе ОУ DA1, задаваемого делителем R5R6. Ток коллектора оказывается тоже стабилизирован, поскольку он равен разности двух стабилизированных напряжений (на стабилитроне VD1 и коллекторе VT1), деленной на постоянное сопротивление резистора R3. Такое схемное решение гарантирует хорошую стабильность и повторяемость параметров устройства и позволяет задавать требуемый коллекторный ток простым выбором сопротивления резистора R3: $R3 = 2,7/I_k$. Питание цепи эмиттера осуществляется постоянным током с выхода ОУ через резисторы R7, R8 и R9, эквивалентное сопротивление которых $R_{\text{экв}} = \frac{R9(R7 + R8)}{R9 + R7 + R8}$ должно быть примерно равно сопротивлению резистора R3 с тем, чтобы обеспечить на выходе ОУ постоянное напряжение около 2...4 В, необходимое для нормальной поляризации электролитического конденсатора C5. АЧХ и коэффициент усиления усилителя заданы цепью общей ООС R7R8C4R4 и соответствуют стандартной АЧХ УВ кассетного магнитофона с $K_{\text{УВ}} \text{ кгц} = 500$, $\tau_1 = 70$ мкс, $\tau_2 = 3180$ мкс

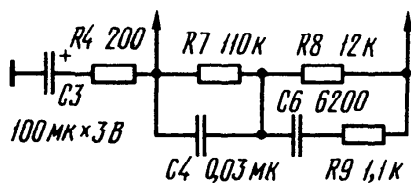


Рис. 4. Изменения в цепи отрицательной обратной связи для использования усилителя воспроизведения в качестве усилителя-корректора

$$(K_{U1 \text{ кГц}} = \frac{\tau_2}{C4 \cdot 16R4}; \tau_1 = R8C4; \tau_2 = R7C4).$$

Входное сопротивление усилителя равно сопротивлению резистора $R1$. Так как ток базы транзистора очень мал (не более 0,2 мкА) и не превышает токов утечки разделительного электролитического конденсатора, оказалось возможным использовать гальваническую связь с источником сигнала. Расчетное значение $I_{к.опт} = 30$ мкА для типовых $L_r = 0,1$ Гн и $R_r = 500$ Ом реализовано выбором $R3 = 100$ кОм. В этих условиях реально измеренные ЭДС шума $e_{ш} = 0,5$ мкВ и общее напряжение электрических шумов, приведенное ко входу $U_{ш} = 0,69$ мкВ, хорошо согласуются с расчетными. Относительный уровень шумов для типовой головки воспроизведения с $e_c = 1$ мВ на частоте 1 кГц составляет

$$N_{ш} = 20 \lg \frac{U_{ш}}{e_c} = -63,2 \text{ дБА}.$$

Для использования схемы в качестве УК в цепь ООС вносят изменения, изображенные на рис. 4, $R8 = \frac{(K_{U1 \text{ кГц}} - 1) R4}{1,1}$; $\tau_1 = R8C6$

(75 мкс); $\tau_2 = R8C4$ (318 мкс); $\tau_3 = R7C4$ (3180 мкс). Для коррекции по стандарту $R1AA-78$ ($\tau_4 = 7950$ мкс) необходимо емкость $C3$ уменьшить до 50 мкФ ($\tau_4 = R4C3$). Кроме того, параллельно резистору $R3$ необходимо включить конденсатор емкостью около 4300 пФ, совместно с резистором $R9$ обеспечивающий устойчивость усилителя с замкнутой петлей ООС. В связи с малым расчетным значением оптимального тока коллектора $I_{к.опт} = 5$ мкА (для типовых $L_r = 0,5$ Гн, $R_r = 2$ кОм) в качестве рабочего был принят $I_k = 15$ мкА ($R3 = 200$ кОм). Измеренные для этих условий $e_{ш} = 0,48$ мкВ и $U_{ш} = 1,21$ мкВ также близки к расчетным (уровень шумов электрического тракта относительно стандартного $e_c = 5$ мВ равен $N_{ш} = 20 \lg \frac{U_{ш}}{e_c} = -72,3$ дБА). Как для УВ, так и для УК

максимальное выходное напряжение равно 65 В, что обеспечивает более чем десятикратную перегрузочную способность усилителя.

Схема УВ катушечного студийного магнитофона модели А8 фирмы Fostex (рис. 5) отличается простотой и весьма высокими параметрами. Входной каскад выполнен по схеме с ОИ на полевом транзисторе $VT1$, цепь затвора которого гальванически соединена с ГВ и содержит кроме цепи высокочастотной коррекции $R2C1$ фильтр $L1C2$, защищающий вход УВ от проникания паразитного

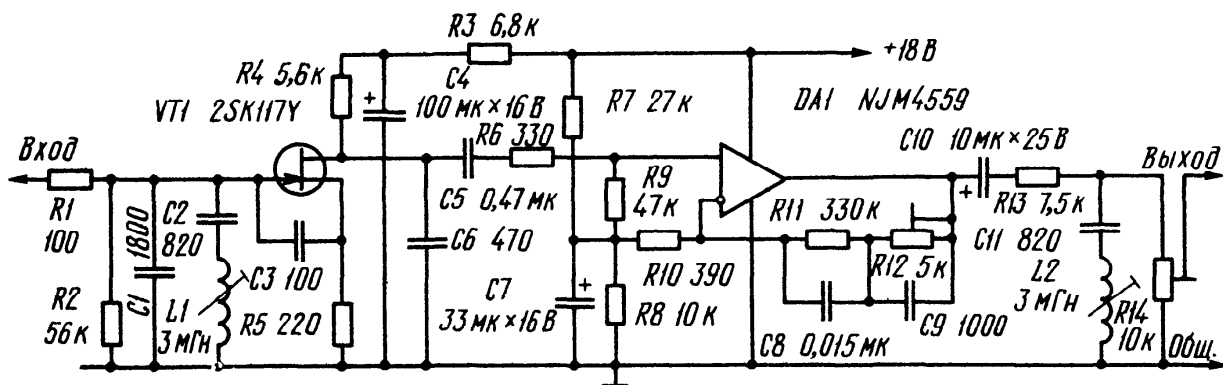


Рис. 5. Принципиальная схема усилителя воспроизведения катушечного магнитофона фирмы Fostex

напряжения с частотой подмагничивания. Усиленное примерно на 15 дБ напряжение с выхода каскада поступает на ОУ DA1, осуществляющий дальнейшее усиление до требуемого уровня (около 1 В). Частотная коррекция формируется цепью частотно-зависимой ООС $R10C8R11C9R12$. Переменный резистор $R12$ служит для подстройки АЧХ канала воспроизведения в области высших звуковых частот в зависимости от частотных потерь ГВ. На выходе усилителя включена фильтрующая цепь $L2C11$, аналогичная по назначению $L1C2$.

Еще одним примером использования полевых транзисторов может служить УВ кассетного магнитофона высокой стоимостной категории GX — F91 фирмы AKAI. Как видно из схемы (рис. 6), входной каскад выполнен на полевых транзисторах VT3, VT4 по схеме дифференциального усилителя с питанием цепи истоков активным генератором тока (токовым зеркалом на транзисторах VT1, VT2). Второй каскад — также дифференциальный — обеспечивает симметричное снятие сигнала с выходов первого каскада и тем самым компенсирует шумы цепей истоков транзисторов VT3, VT4 (как показано в [2], несимметричное снятие сигнала с одного из выходов дифференциального каскада увеличивает уровень собственных шумов на 3...5 дБ). Нагрузка второго каскада — обычный двухтактный эмиттерный повторитель (VT8, VT9), работающий в режиме, близком к А.

Особенностью этого УВ является разделение цепей ООС по переменному и постоянному току. Первая из них — $R17R18R19R20C6C7$ подключена непосредственно к выходному каскаду на транзисторах VT8, VT9 и формирует АЧХ коррекции УВ. Цепь ООС по постоянному току, поддерживающая режим работы всего усилителя, образована ФНЧ с частотой среза 0,1 Гц ($R24C9$), истоковым повторителем на транзисторе VT10 и резистором ООС $R21$. Такое построение позволяет избежать применения в цепи ООС электролитических конденсаторов, вносящих дополнительные шумы и нелинейные искажения.

Через конденсатор $C8$ и пассивную корректирующую цепь $C10 — C13R27 — R31$ сигнал с выхода усилителя подается на регулятор выходного уровня — резистор $R34$. Транзисторный ключ

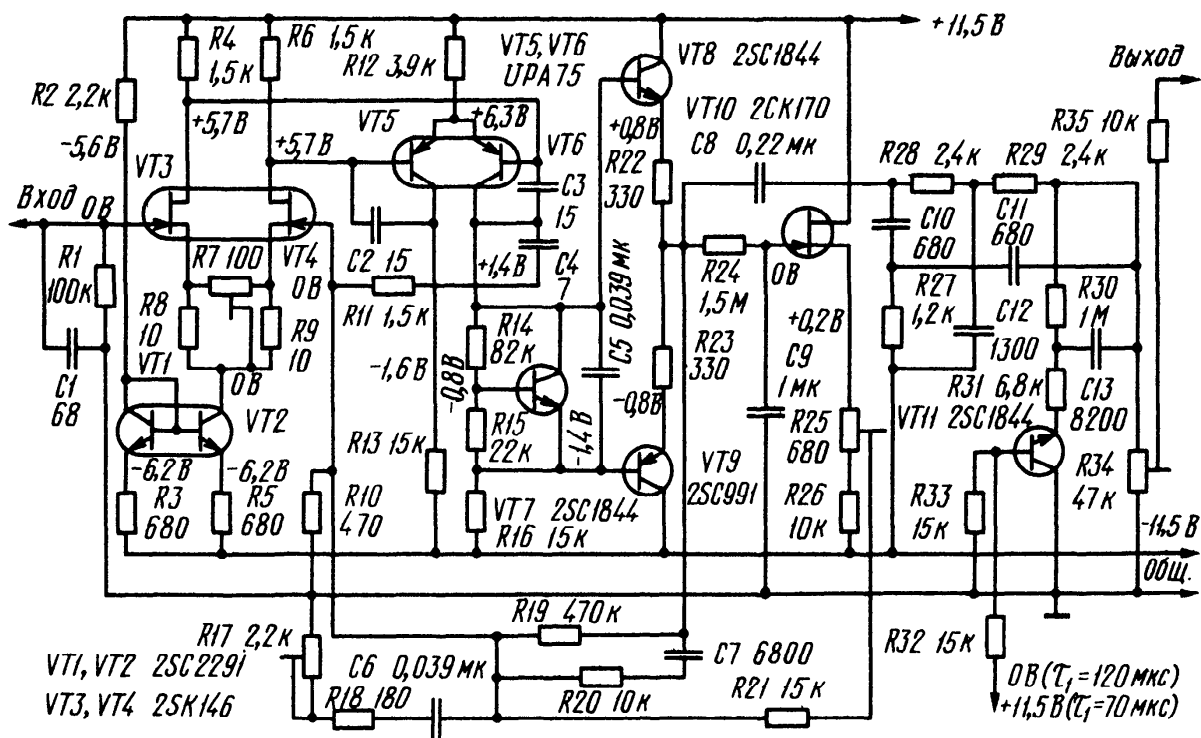


Рис. 6. Принципиальная схема усилителя воспроизведения кассетного магнитофона фирмы AKAI

VT11 подключает цепь $R31C13$ к общему проводу УВ для коррекции с постоянной времени $\tau_1 = 70$ мкс. Назначение регулирующих резисторов следующее: $R25$ — установка нуля в общей точке резисторов $R22$ и $R23$; $R7$ — баланс первого каскада по крутизне усиления транзисторов $VT3$, $VT4$ (компенсация шумов истоковых цепей); $R17$ — регулировка высокочастотной коррекции. Конденсаторы $C2$, $C3$ и цепь $R11C4$ обеспечивают устойчивость усилителя с замкнутой ООС.

Несмотря на то, что ЭДС собственных шумов дифференциального каскада по крайней мере на 3 дБ превышает ЭДС шумов каскада с ОИ на одиночном транзисторе, рассмотренный УВ обеспечивает с воспроизводящей магнитной головкой индуктивностью 200...250 мГн уровень шумов меньший, чем УВ на биполярном транзисторе. Аналогичная схемотехника используется и при создании современных УК для комплексов высококачественной аппаратуры звуковоспроизведения [2]. В этом случае выигрыш по относительному уровню шумов, по сравнению с УК на биполярных транзисторах, достигает 6...12 дБ.

Н. Сухов

Литература

1. Достал И. Операционные усилители. — М.: Мир, 1982.
2. Сухов Н. Е., Бать С. Д., Колосов В. В., Чупаков А. Г. Техника высококачественного звуковоспроизведения. — Киев: Техника, 1985.