

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

УДК 621.375.123

Л. Д. ГИК,
А. Г. КОЗАЧОК, В. М. КУНОВ, Ю. А. ЩЕПЕТКИН
(Новосибирск)

АНАЛИЗ ПОРОГА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Создание измерительных усилителей с предельно малым порогом чувствительности в настоящее время требуется при решении очень многих технических задач. Между тем, в большинстве работ по измерительным усилителям анализ шумов производится с упрощенных позиций и обычно не выходит за рамки качественной стороны вопроса и использования экспериментальных данных. Обычно указывается порог чувствительности в микровольтах (при закороченном входе) или наноамперах без анализа предельной величины этих цифр. Видимо, такое положение вызвано тем, что применение теории шумов усилительных элементов при расчете порога чувствительности конкретных схем вызывает значительные трудности. Кроме того, выражение шумовых свойств усилителя в виде отношения мощности шумов усилителя к мощности тепловых шумов источника весьма непривычно для специалистов, работающих в области электронной измерительной техники.

В данной статье предпринята попытка довести до конкретных цифр основные расчеты порога чувствительности входных каскадов с наиболее распространенными для измерительных усилителей параметрами и получить расчетные соотношения, удобные для практического использования и дающие представление о предельных возможностях измерительного усилителя.

Порог чувствительности измерительного устройства, состоящего из источника сигнала, например датчика и измерительного усилителя, определяется как шумами источника сигнала, так и шумами усилителя.

Во многих случаях тепловые флуктуации являются принципиально неустранимой помехой и именно они определяют теоретический предел порога чувствительности [1].

Рассмотрим наиболее распространенный случай, когда источник сигнала имеет активное выходное сопротивление, спектральная плотность тепловых шумов которого определяется формулой Найквиста

$$\frac{d\overline{e^2}}{df} = 4kTR_s, \quad (1)$$

Усилитель вносит дополнительные шумы, физическая природа которых достаточно подробно освещена в соответствующей литературе [2—5]. В настоящей работе при анализе учтены все существенные составляющие шума усилителя, которые имеют значение в инфразвуковом и звуковом диапазонах частот. К их числу относятся: тепловые, дробовые, шумы сеточного тока и шумы токораспределения, спектральная плотность которых постоянна («белый» шум), а также фликкершум, спектральная плотность которого обратно пропорциональна частоте.

Анализ порога чувствительности как транзисторных, так и ламповых усилителей проведем, используя понятие коэффициента шума [6, 7]. Для его расчета удобно перенести источники шумов, действующие в различных цепях усилителя, во входную цепь таким образом, чтобы напряжение шумов на выходе оставалось неизменным [8]. В результате получается нешумящий усилитель, во входной цепи которого действует, кроме источника сигнала, некоторая приведенная шумовая э. д. с. Тогда коэффициент шума F определяется выражением

$$F = \frac{\overline{e_{ш.г}^2} + \overline{e_{ш.пр}^2}}{\overline{e_{ш.г}^2}}, \quad (2)$$

где $\overline{e_{ш.г}^2}$ и $\overline{e_{ш.пр}^2}$ — квадраты действующих значений э. д. с. соответственно шумов генератора и приведенных ко входу шумов усилителя.

Величина приведенной ко входу э. д. с. и коэффициент шума зависят от выходного сопротивления источника сигнала. Если известен коэффициент шума, то можно определить порог чувствительности усилителя по мощности, напряжению и току из следующих соображений. Квадрат действующего значения э. д. с. шумов на входе $\overline{e_{ш.г}^2} = \overline{e_{ш.пр}^2} + \overline{e_{ш.г}^2}$ определится из (2) как $\overline{e_{ш.г}^2} = \overline{e_{ш.г}^2} F$. Считаем, что сигнал обнаружен, если $\frac{\overline{e_c^2}}{\overline{e_{ш.г}^2}} = \xi$, где ξ — коэффициент, характеризующий отношение сигнал/шум, а e_c — э. д. с. источника сигнала. Тогда для минимально обнаруживаемой э. д. с. можно записать

$$\overline{e_{с\ min}^2} = \overline{e_{ш.г}^2} F \xi. \quad (3)$$

Заменив в этом выражении $\overline{e_{ш.г}^2}$ его значением из (1), окончательно получим для минимально обнаруживаемой мощности

$$\left(\frac{e_c^2}{R_r} \right)_{\min} = 4kT \Delta f F \xi, \quad (4)$$

где Δf — эффективная частотная полоса пропускания усилителя [8]. Следует обратить внимание на одну важную особенность равенства (4). В явном виде оно не содержит условия отдачи источником максимума мощности во входную цепь усилителя, т. е. минимально обнаруживаемая мощность не зависит от входного сопротивления

усилителя. Таким образом, законы измерения оказываются весьма интересными. Для осуществления физической возможности процесса измерения необходимо, чтобы источник был достаточно мощным: мощность, которой он должен обладать, $\frac{e_c^2}{R_r}$ должна быть больше мощности шумов $4kT\Delta fF$. Однако при этом, как ни странно, вовсе не обязательно, чтобы эта мощность была отдана усилителю.

Физически это объясняется тем, что при изменении входного сопротивления изменяются в одинаковой степени как мощность сигнала на входе усилителя, так и мощность шума на входе от источника измеряемого сигнала. Отношение же этих мощностей не зависит от входного сопротивления. Поэтому способность усилителя измерять малые сигналы и иметь малое потребление при измерении — это разные вещи. Нельзя смешивать свойства обнаруживать малые сигналы (именно это свойство характеризуется малым коэффициентом шума F) со свойством усилителя потреблять малую мощность при измерении. Могут быть усилители с высоким входным сопротивлением и, следовательно, могут потреблять малую мощность от измеряемого источника, но если они обладают большим коэффициентом шума F , то окажутся неспособными измерять слабые сигналы.

Если величина $\frac{e_c^2}{R_r}$ больше или равна правой части выражения (4), то сигнал может быть обнаружен.

Порог чувствительности чаще всего выражается в единицах напряжения. Из (4) непосредственно следует

$$e_{c \min} = \sqrt{4kT\Delta f \xi FR_r}. \quad (5)$$

Порог чувствительности по току можно определить, если заменить э. д. с. с внутренним сопротивлением источника сигнала эквивалентным источником тока с соответствующей проводимостью. Тогда

$$I_{c \min} = \sqrt{\frac{4kT\Delta f F \xi}{R_r}}. \quad (6)$$

Итак, минимально обнаруживаемый сигнал пропорционален коэффициенту шума. Уменьшить коэффициент шума и тем самым порог чувствительности можно выбором режима работы усилителя, так как шумы усилительных элементов зависят от режима.

Пользуясь описанным методом, рассчитаем порог чувствительности входного каскада на лампе и на транзисторе. На рис. 1, а изображена

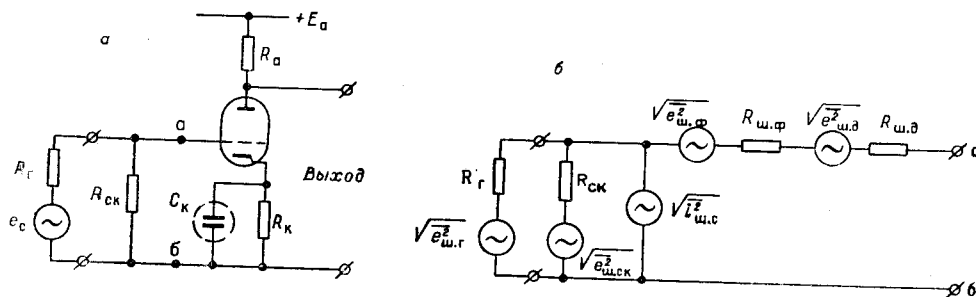


Рис. 1. Схема усилительного каскада на лампе.

наиболее распространенная схема усилительного каскада на лампе, на рис. 1, б — эквивалентная ей схема с источниками шумов, приведенными ко входу. Учтено пять источников шума.

Первый — это действующее значение шумового сеточного тока $\sqrt{\overline{i_{ш.с}^2}}$. Наибольший вклад в шум сеточного тока вносит ионная компонента, спектральная плотность которой определяется выражением [2]

$$\frac{d\overline{i_{ш.с}^2}}{df} = 2eI_c, \quad (7)$$

где e — заряд электрона; I_c — сеточный ток.

Второй источник — действующее значение э. д. с. дробового шума $\sqrt{\overline{e_{ш.д}^2}}$. Величина ее характеризуется эквивалентным сопротивлением дробовых шумов $R_{ш.д}$ [5]

$$\overline{e_{ш.д}^2} = 4kTR_{ш.д}\Delta f. \quad (8)$$

Третий источник — действующее значение э. д. с. фликкер-шума $\sqrt{\overline{e_{ш.ф}^2}}$. По аналогии с дробовым шумом будем считать, что этот шум характеризуется эквивалентным шумовым сопротивлением $R_{ш.ф}$, которое зависит от f_1 и f_2 — нижней и верхней границ эффективной частотной полосы пропускания усилителя. В большинстве случаев фликкер-шум может быть описан формулой

$$\frac{d\overline{e_{ш.ф}^2}}{df} = \frac{\lambda}{f}, \quad (9)$$

где λ — некоторый постоянный коэффициент, который зависит от типа и даже экземпляра лампы. В литературе приводятся различные величины коэффициента λ : от $5 \cdot 10^{-16}$ до 10^{-13} в^2 [10, 11]. По нашим измерениям для триодов и пентодов в триодном включении средняя величина λ составляет 10^{-13} в^2 при $U_a = 100 \text{ в}$ и $U_c = -1,0 \div 1,5 \text{ в}$ (например, для 6НЗП $\lambda = 1,5 \cdot 10^{-13} \text{ в}^2$, для 6Ж1П $\lambda = 0,4 \cdot 10^{-13} \text{ в}^2$).

Из (9) определяется эквивалентное сопротивление $R_{ш.ф}$:

$$R_{ш.ф} = \frac{\lambda \ln \frac{f_2}{f_1}}{4kT(f_2 - f_1)}. \quad (10)$$

Введение эквивалентного сопротивления для фликкер-шума упрощает расчет суммарной величины мощности шума.

Четвертый источник — действующее значение э. д. с. шума сопротивления сетка — катод $R_{ш.ск}$:

$$\overline{e_{ш.ск}^2} = 4kT\Delta f R_{ш.ск}.$$

И, наконец, пятый источник — действующее значение э. д. с. шума сопротивления измеряемого источника $R_r = \sqrt{\overline{e_{ш.г}^2}}$, определяемое выражением (1).

Приводя напряжение каждого из пяти названных источников к точкам *a* и *b* (см. рис. 1, *a*), подставляя все шумовые э. д. с. в выражение (2), получим

$$F = 1 + \frac{R_r}{R_{ск}} + \frac{(R_{ш.д} + R_{ш.ф})(R_r + R_{ск})^2}{R_r R_{ск}^2} + \frac{e I_c}{2kT} R_r. \quad (11)$$

Определяя экстремум выражения (11), находим оптимальную величину сопротивления источника

$$\text{opt } R_r = R_{ск} \sqrt{\frac{R_{ш.л}}{R_{ск}^2 \frac{e I_c}{2kT} + R_{ск} + R_{ш.л}}}, \quad (12)$$

где $R_{ш.л} = R_{ш.ф} + R_{ш.д}$.

Из (11) следует, что коэффициент шума тем меньше, чем больше сопротивление $R_{ск}$, однако при $R_r \ll R_{ск}$ зависимость F от $R_{ск}$ очень слабая.

Поскольку коэффициент шума имеет минимум в зависимости от R_r , то во многих случаях может оказаться выгодным применение входного трансформатора. Коэффициент трансформации должен быть таким, чтобы сопротивление источника сигнала трансформировалось во вторичную цепь в оптимальное сопротивление. В самом деле, e_c пересчитывается во вторичную цепь с коэффициентом n , а R_r с n^2 , где n — коэффициент трансформации. Тогда из (4) будем иметь

$$\frac{(ne_c)^2}{n^2 R_r} = 4k T \Delta f \xi F(n^2 R_r) \quad (13)$$

и $\frac{e_c^2}{R_r}$ минимальна, если $n^2 R_r = \text{opt } R_r$.

Анализ выражения (11) показывает, что удельный вес шумов сеточного тока увеличивается с увеличением сопротивлений R_r и $R_{ск}$.

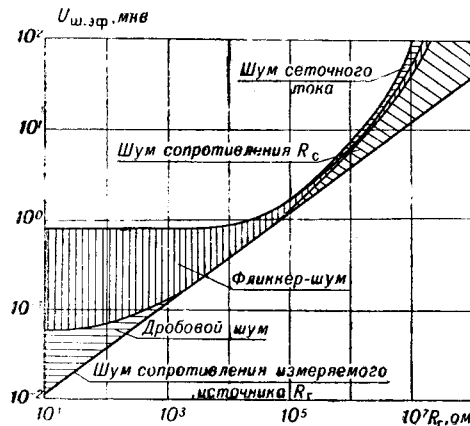


Рис. 2. Напряжение шумов, приведенное ко входу, в зависимости от сопротивления источника измеряемого сигнала при $f_1 = 1$ гц; $f_2 = 1001$ гц; $R_{ск} = 10^6$ ом; $I_c = 10^{-7}$ а;

$$\frac{\overline{dU^2}}{df} = \frac{10^{-13}}{f}; \quad R_{др} = 200 \text{ ом.}$$

На рис. 2 построена зависимость напряжения шумов на сетке от сопротивления источника сигнала в полосе частот от 1 гц до 1 кгц и показан вклад в общее напряжение шума каждой из составляющих. Из рис. 2 видно, что при сопротивлении источника сигнала $R_r = 10^5$ ом шум наиболее близок к тепловым шумам источника. Практически же, даже если сопротивление источника изменяется в несколько раз в ту или иную сторону от оптимального, порог чувствительности все равно мало отличается от тепловых шумов источника сигнала.

Это говорит о том, что в указанных пределах совершенствование ламповых усилителей с точки зрения улучшения порога чувствительности принципиально невозможно.

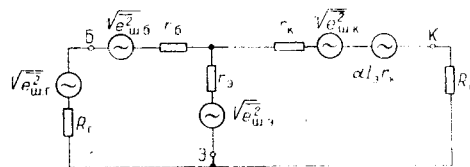
Проведенные эксперименты с некоторыми усилителями, в том числе и с усилителем Львовского политехнического института (ЛПИ) [12], имеющим полосу пропускания $0,5 \text{ гц} - 20 \text{ кгц}$, показали достаточно хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных. Уровень шумов, рассчитанный при $\lambda = 10^{-13} \text{ в}^2$ и $R_{\text{ш.д}} = 200 \text{ ом}$ в полосе $0,5 \text{ гц} - 20 \text{ кгц}$, равен примерно 1 мкв , а напряжение шума, приведенное ко входу измерительного усилителя ЛПИ, оказалось равным $1,3 \text{ мкв}$.

Теперь рассмотрим порог чувствительности наиболее распространенной схемы транзисторного входного каскада с общим эмиттером.

К сожалению, чисто теоретические методы не позволяют пока определить F с достаточной точностью. Поэтому наиболее точным является метод расчета коэффициента шума, основанный на экспериментальном определении источников шумов для избранного режима работы [13]. При этом транзистор представляется на эквивалентной схеме как шумящий четырехполюсник с включенными на его входе шумовыми генераторами.

Можно идти также по пути определения величины и места действия в эквивалентной схеме фактических источников шумов [4]. Этот

Рис. 3. Эквивалентная шумовая схема транзисторного каскада с общим эмиттером.



метод более нагляден, однако в ряде случаев дает заниженные результаты, поскольку не позволяет учесть всех шумовых источников в транзисторе. Точность его можно повысить, если в расчетные соотношения ввести некоторые коэффициенты, взятые из эксперимента [14]. В основном при расчетах коэффициента шума пользуются Т-образной эквивалентной схемой транзистора (рис. 3). Для расчета F в области дробовых шумов в базовую, эмиттерную и коллекторную цепи включают статистически независимые генераторы шума, имеющие э. д. с. $\sqrt{e_{\text{ш.б}}^2}$, $\sqrt{e_{\text{ш.э}}^2}$ и $\sqrt{e_{\text{ш.к}}^2}$. Методика определения этих величин приведена в [3, 4]. Тепловой шум сопротивления базы определяется $\overline{e_{\text{ш.б}}^2} = 4kTr_б \Delta f$. Квадрат действующего значения э. д. с. дробового шума в области эмиттерного перехода

$$\overline{e_{\text{ш.э}}^2} = 2er_э^2(I_э + 2I_{э.о}) \Delta f.$$

Здесь $I_э$ и $I_{э.о}$ — соответственно прямой и обратный токи эмиттерного перехода; $r_э = \frac{kT}{eI_э}$ — динамическое сопротивление эмиттерного перехода.

Дробовой шум в области коллекторного перехода описывается выражением

$$\overline{e_{\text{ш.к}}^2} = 2er_к^2[I_э \alpha (1 - \alpha) + I_{к.о}] \Delta f.$$

Здесь $r_к$ — динамическое сопротивление коллекторного перехода; α — коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общей базой; $I_{к.о}$ — обратный ток коллекторного перехода.

Достаточно точный аналитический расчет фликкер-шума транзисторов в настоящее время не разработан. Поэтому при дальнейшем анализе использованы данные работ [9, 14].

Переносим э. д. с. всех шумовых генераторов во входную цепь и заменив их эквивалентными шумовыми сопротивлениями, получим выражение для коэффициента шума в виде

$$F = 1 + \frac{R_{ш.д} + R_{ш.ф}}{R_r}, \quad (14)$$

где $R_{ш.д}$ — эквивалентное сопротивление дробовых и тепловых шумов. Оно равно [4]

$$R_{ш.д} = r_6 + 0,5r_3 + \frac{(R_r + r_6 + r_3)^2}{2r_3\alpha^2} \left[\frac{I_{к.о}}{I_3} + \alpha(1 - \alpha) \right], \quad (15)$$

где $R_{ш.ф}$ — эквивалентное сопротивление фликкер-шумов. Оно может быть приближенно определено по формуле [14]

$$R_{ш.ф} = M \frac{\ln \frac{f_2}{f_1}}{f_2 - f_1} \frac{1}{2kT} [0,5r_3^2 + (1 - \alpha)(R_r + r_6)r_3 + (R_r + r_6)^2(1 - \alpha)^2] I_3^2. \quad (16)$$

Здесь M — коэффициент мерцания, величина которого зависит от типа выбранного транзистора и определяется по измерению F на частотах, где преобладает фликкер-эффект (менее 100 гц).

Величина M , вычисленная по результатам работ [9, 14] для лучших отечественных малошумящих транзисторов П28 и П27А, лежит в пределах $(0,3 \div 0,6) \cdot 10^{-11}$ (меньшим α соответствует больший шум). Для транзисторов П27, П9АМ = $(1 \div 2) \cdot 10^{-11}$. Величина M сильно зависит от состояния поверхности полупроводникового материала и может существенно изменяться в процессе работы транзистора [15].

Для транзисторов, так же как и для ламп, существует оптимальная величина сопротивления источника сигнала, при котором коэффициент шума будет минимален. Дифференцируя (14) по R_r с учетом (15) для области «белого» шума ($R_{ш.д} \gg R_{ш.ф}$), получим

$$\text{opt } R_{r(д)} = \sqrt{\frac{2r_3 r_6 + r_3^2}{I_{к.о}/I_3 + \alpha(1 - \alpha)} + (r_6 + r_3)^2}. \quad (17)$$

Для области фликкер-шума ($R_{ш.ф} \gg R_{ш.д}$)

$$\text{opt } R_{r(ф)} = 0,7 \sqrt{\left(\frac{1}{1 - \alpha} r_3 + r_6 \right)^2 + r_6^2}. \quad (18)$$

Значения $\text{opt } R_{r(д)}$ и $\text{opt } R_{r(ф)}$ зависят от тока эмиттера и уменьшаются с увеличением последнего. Для области «белого» шума существует оптимальное значение тока эмиттера. Однако уже при $I_r \gg 5 \text{ ком}$ величина его выходит за рамки приемлемых значений.

Анализ выражений (16), (17) показывает, что при работе с низкоомными источниками сигнала (для дробового шума это соответствует сопротивлениям, меньшим приблизительно 300 ом, а для фликкер-шума

~1 ком) коэффициент шума практически не зависит от тока эмиттера, если последний не превышает одного-двух миллиампер. При больших сопротивлениях источника величина коэффициента шума падает с уменьшением тока эмиттера и обратного тока коллектора $I_{к0}$, а также с увеличением коэффициента усиления по току α . Поскольку требования увеличения α и уменьшения I_3 являются противоречивыми, то при выборе тока эмиттера необходим компромисс.

Результаты расчетов по всем приведенным соотношениям выполнены нами для транзисторов П27А и П28 и приведены в виде графиков на рис. 4, из которого видно, что: 1) оптимальное сопротивление источника сигнала лежит вблизи 1 ком; 2) шумы усилителя при $\Delta f = 1$ кГц и оптимальном R_r близки к теоретическому пределу — тепловым шумам источника сигнала; 3) коэффициент шума не очень критичен к изменению сопротивления источника сигнала вблизи его оптимального значения; осязательное изменение его происходит лишь при отклонении R_r от его оптимальной величины $opt R_r$ более чем на порядок; 4) при $R_r \ll 1$ ком приведенное ко входу напряжение шумов транзистора практически не зависит от сопротивления источника сигнала.

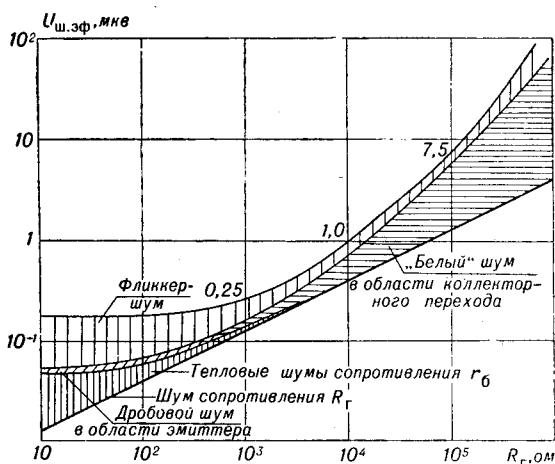


Рис. 4. Напряжение шумов, приведенное ко входу, в зависимости от сопротивления источника сигнала для транзисторов типа П27 А и П 28 ($\Delta f = 1 \div 1001$ гц).

Следовательно, при указанных условиях работы порог чувствительности транзисторного каскада также принципиально не может быть существенно улучшен. Совершенствование плоскостных транзисторов или замена их другими устройствами, например полевыми триодами, может быть эффективна, если условия измерения не могут быть оптимальными для транзистора, например, если сопротивление измеряемого источника велико и не согласуется со входом с помощью трансформатора.

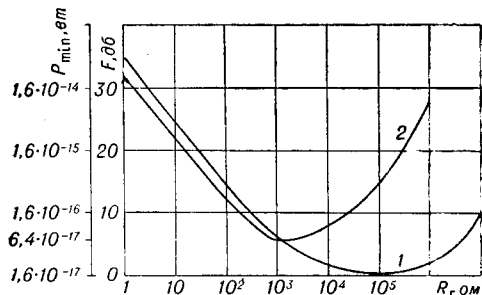


Рис. 5. Зависимость коэффициента шума и наименьшей обнаруживаемой мощности от сопротивления источника сигнала для ламп (1) и для транзисторов (2) ($\Delta f = 1 \div 1001$ гц).

Весьма интересно сравнить шумовые свойства ламповых и транзисторных усилителей. Для этого, воспользовавшись соотношениями (10), (11), (14)–(16), построим графики зависимостей $F = F(R_r)$ и $P_{min} = P_{min}(R_r)$ для ламп и транзисторов (рис. 5). Из графиков видно, что при R_r менее 1 ком транзисторы и лампы примерно равноценны. При R_r более 1 ком преимущество ламп в сравнении с транзисторами становится весьма значительным; и в схемах высокочувствительных усилителей для сопротивлений источников сигнала, начиная от

нескольких килоом и выше, использование плоскостных транзисторов во входных каскадах не оправдано. Из рис. 5 также видно, что при оптимальном согласовании для ламповых каскадов коэффициент шума весьма близок к единице. Для транзисторных каскадов при тех же условиях $F=3-5$. Таким образом, минимально обнаруживаемая мощность (принимаем $\xi=1$) составляет в полосе 1000 гц $1,6 \cdot 10^{-17}$ вт для ламповых и примерно $6 \cdot 10^{-17}$ вт для транзисторных усилителей.

Итак, при правильном построении входной цепи усилителя значительное отличие порога чувствительности от уровня тепловых шумов возникает лишь тогда, когда частотный диапазон начинается от очень низких частот, на которых преобладает фликкер-шум. Можно надеяться, что дальнейшее совершенствование усилительных элементов устранил и этот недостаток. Пока же, как известно, в очень низкочастотных усилителях используется перенос спектра усиливаемых сигналов. Оценим выигрыш в пороге чувствительности, который при этом получается.

Будем полагать, что спектр усиливаемых частот $f_2 - f_1$ переносится из области, в которой преобладает фликкер-шум, в область частот, где при оптимальном согласовании коэффициент шума минимален. Тогда, полагая, что после модуляции ширина спектра усиливаемого сигнала равна $2f_2$, производя несложные вычисления, получаем

$$\eta = \frac{\overline{U_{ш(п,у)}^2}}{U_{ш(м)}^2} = \frac{\lambda \ln \frac{f_2}{f_1}}{8 k T R_r (F-1) f_2} \quad (19)$$

Здесь $U_{ш(п,у)}$ — напряжение шумов при прямом усилении; $U_{ш(м)}$ — напряжение шумов при наличии модуляции.

Коэффициент η является фактическим критерием выгодности модуляции (переноса спектра частот). Анализируя (19), можно сделать вывод, что η возрастает лишь при $f_2 \gg f_1$; в противном случае модуляция может привести не к выигрышу, а к проигрышу в пороге чувствительности. Тот же анализ показывает, что при большом отношении $\frac{f_2}{f_1}$ коэффициент η обратно пропорционален частоте f_2 , поскольку числитель в (19) мало меняется при изменении f_2 в сравнении со знаменателем. Естественно, что (19) описывает некоторый идеализированный случай, не учитывающий шумы модулятора, которые всегда дополнительно вносятся.

Итак, при измерении в диапазоне звуковых частот при согласовании сопротивления источника сигнала со входом усилителя, порог чувствительности усилителя близок к теоретическому пределу. Дальнейшее повышение чувствительности возможно только при применении статистической обработки. В частности, была проверена корреляционная схема измерения с двумя независимыми каналами усиления. Измерение осуществлялось ферродинамическим прибором, который совмещал в себе операции умножения сигналов, снимаемых с выходов усилителей, и интегрирования произведения. Общеизвестно, что в этом случае порог чувствительности по мощности уменьшается во столько же раз, во сколько удлиняется время измерения. Эксперименты показали, что при названном способе измерения это положение сравнительно легко реализуется, если время измерения увеличивается до нескольких единиц и даже до десятка секунд. Нижние границы частот усиливаемых сигналов брались порядка десятков герц.

канал усилителя. Если такого рода разделения осуществить нельзя, то включение одного и того же источника на оба входа усилителя не сможет улучшить порог чувствительности в сравнении с тепловыми шумами самого источника.

Теперь кратко остановимся на связи вопросов обеспечения минимального порога чувствительности и заданной точности измерения. При согласовании входной цепи усилителя с источником измеряемого сигнала приходится учитывать стабильность коэффициента передачи цепи источник—усилитель. В самом деле, нестабильность коэффициента передачи означает прямую погрешность измерения. Коэффициент передачи равен

$$k = \frac{R_0}{R_r + R_0} = \frac{1}{1 + x} . \quad (20)$$

Здесь R_0 — сопротивление входной цепи усилителя; $x = \frac{R_r}{R_0}$ — коэффициент, определяющий потери сигнала по входной цепи.

Тогда с помощью (20) можно получить минимальное значение входного сопротивления R_0 , при котором изменение коэффициента передачи не превысит допустимой величины:

$$R_0 \geq \left(\frac{\delta_x}{\delta_k} - 1 \right) R_r .$$

Здесь δ_k — допустимое изменение коэффициента передачи (погрешность входной цепи усилителя); δ_x — заданное техническими условиями изменение отношения $\frac{R_r}{R_0}$, вызванное как вариацией сопротивления измеряемого источника, так и нестабильностью R_0 .

Итак, обеспечение точности требует соответствующего увеличения R_0 в сравнении с R_r . Для ламповых каскадов обеспечение $R_0 \gg R_r$ обычно не вызывает особых затруднений. Иное дело, если используется входной каскад на плоскостном транзисторе. В этом случае $R_0 \approx \text{opt } R_r$. Это значит, что обеспечение минимального порога чувствительности находится в противоречии с обеспечением точности. К счастью, это противоречие устраняется использованием последовательной отрицательной обратной связи.

Основным средством улучшения стабильности и увеличения входного сопротивления измерительных транзисторных усилителей является применение глубоких отрицательных обратных связей. Поэтому существен вопрос о влиянии отрицательной обратной связи на порог чувствительности усилителя.

В работе [16] показано, что величина глубины обратной связи не влияет на отношение сигнал/шум усилителя. Однако это справедливо только тогда, когда выходной импеданс цепи ООС намного меньше других импедансов входной цепи. Иногда это условие не выполняется, и тогда влияние обратной связи на порог чувствительности нужно учи-

тывать. Если же требуется минимальный порог чувствительности усилителя, то необходимо построить цепь обратной связи так, чтобы ее выходной импеданс был соответственно мал. Все это справедливо в отношении последовательной обратной связи. Для параллельной обратной связи условия будут иными, но это требует самостоятельного рассмотрения.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Н. Мильштейн. К теории гальванометров и гальванометрических усилителей высокой чувствительности.— Труды конференции по электрическим измерениям и приборостроению. Киев, Изд-во АН УССР, 1959.
2. А. Ван-дер-Зил. Флуктуации в радиотехнике и физике. Перевод с англ. М.—Л., Госэнергоиздат, 1958.
3. А. Ван-дер-Зил. Флуктуационные явления в полупроводниках. Перевод с англ. М.—Л., Изд-во иностр. лит., 1961.
4. А. С. Рыжов. Шумы транзисторов. М., ОНТИПрибор, 1964.
5. В. Ф. Власов. Электронные и ионные приборы. М., Связьиздат, 1960.
6. K. Frä n z. Messung der Empfängerempfindlichkeit bei kurzen elektrischen Wellen.— Z. Elektr. Elektroak., 1942, Bd. 59, S. 105.
7. А. Д. Кузьмин. Измерение коэффициента шума приемно-усилительных устройств. М.—Л., Госэнергоиздат, 1955.
8. Е. П. Деметьев. Элементы общей теории и расчета шумящих линейных цепей. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.
9. Ю. С. Карпов. Шумы транзисторов на звуковых частотах. ИВУЗ, Приборостроение, 1967, т. 10, № 2.
10. А. Б. Джиллеспи. Сигнал, шум и разрешающая способность усилителей. Перевод с англ. М., Атомиздат, 1963.
11. Н. С. Яковчук. Оценка шумов мерцания для некоторых типов усилительных ламп.— Радиотехника, 1964, № 3.
12. И. М. Вышенчук, М. И. Педанич. Измерительный усилитель инфразвуковых частот.— В сб. «Вопросы электронной измерительной техники». Изд-во Львовского политехн. ин-та, 1958.
13. В. Ф. Потрясай, А. С. Рыжов, В. Я. Сутягин. Шумы транзисторов.— В сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 5. М., «Советское радио», 1960.
14. А. С. Таратута. Расчет чувствительности транзисторных усилителей.— Полупроводниковые элементы в приборостроении. Труды научно-технической конференции, М., ОНТИПрибор, 1966.
15. А. Ван-дер-Зил, У. Тонг. Прогнозирование момента отказа по низкочастотному шуму транзистора.— Электроника (США) (русский перевод), 1966, № 24.
16. Б. Я. Лурье. Проектирование транзисторных усилителей с глубокой обратной связью. М., «Связь», 1965.

*Поступила в редакцию
10 июня 1967 г.*