

К. Г. ШОР



МАЛОШУМЯЩИЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ



·ЭНЕРГИЯ·

БИБЛИОТЕКА ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ



Выпуск 28

К. Г. Ш О Р

МАЛОШУМЯЩИЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ



«ЭНЕРГИЯ». МОСКВА, 1971 г.



Scan AAW

6Ф2.12

Ш 78

УДК 621.375.1

К. Г. Шор

Ш 78 Малошумящие транзисторные усилители, М., «Энергия», 1971.

112 с. с илл. (Библиотека по радиоэлектронике. Вып. 28).

В книге изложены вопросы возникновения шумов в транзисторных усилителях, создания усилителей с малыми шумами, а также инженерного расчета и измерения шумовых характеристик усилителей. Рассмотрено влияние собственных параметров транзистора и их разброса, а также различных рабочих параметров (сопротивления источника сигнала, режима работы, частоты, обратной связи, температуры и т. п.) на шумовые свойства транзисторных усилителей.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся вопросами проектирования малошумящей радиоэлектронной аппаратуры.

3-4-3
307-70

6Ф2.12

Одной из основных отраслей, получивших в последнее время широкое развитие, является полупроводниковая электроника, наиболее массовый класс которой составляют линейные схемы усиления. Существующая в настоящее время номенклатура транзисторов позволяет создавать усилители самого различного назначения.

Однако наличие собственных шумов усилителя ведет к ухудшению чувствительности транзисторной аппаратуры, являющейся одним из наиболее важных качественных параметров транзисторных усилителей. Поэтому проблемы изучения физических процессов, приводящих к возникновению шума в транзисторах и других элементах схемы, создания методики расчета собственных шумов и исследования путей их снижения являются в настоящее время весьма актуальными, особенно в связи с широким развитием радиолокации, радиосвязи, систем автоматического управления и т. п.

Под шумами в усилительном каскаде понимают статистические флуктуации амплитуд протекающих токов и величин зарядов, которые накладываются на полезный сигнал и могут привести к его частичному или полному искажению.

Шумы в схемах усиления подразделяются на внутренние (собственные), присущие данному устройству и обусловленные шумами элементов усилителя и условиями его работы, и внешние, поступающие на вход данного устройства. К последнему типу можно отнести шумы и помехи атмосферного происхождения, шумы поглощения и отражения сигналов в ионосфере, космические шумы, промышленные помехи, высокочастотные наводки, фон по цепям питания и т. д. В линии радиосвязи уровень шума, принимаемый антенной, изменяется в широких пределах в зависимости от частоты и типа линии связи; он зависит также от условий распространения радиоволн в ионосфере и атмосфере Земли. Космические и ионосферные шумы пропорциональны $1/f^n$, где $n=2\div 3$. Чем этот уровень ниже, тем важнее становится проблема снижения собственных шумов усилительных схем. Особый интерес вызывает исследование собственных шумов в диапазоне высоких и сверхвысо-

ких частот, в котором уровень внешних шумов мал и который еще весьма мало исследован как в нашей стране, так и за рубежом. В этом диапазоне (в пределах от нескольких десятков мегагерц до единиц гигагерц) транзисторные каскады усиления позволяют получить коэффициент шума меньший, чем при использовании сложных и дорогих вакуумных ламп. Минимальный предел, который могут обеспечить ламповые усилители, составляет 3 дБ на частоте 500 МГц; любое дальнейшее уменьшение шумов весьма невелико по сравнению с повышением сложности и производственных трудностей.

Если наводки и фон можно устранить полностью путем качественного экранирования, фильтрации и т. п., то собственные шумы, возникающие в линейной схеме усиления, устранить невозможно; однако их можно свести к минимуму или существенно ослабить путем соответствующего выбора схемы усиления, режима и рабочих условий. Этим вопросам, а также созданию простой и удобной инженерной методики расчета малошумящих линейных усилительных каскадов на транзисторах и особенностям их проектирования посвящена данная работа. В ней сделана попытка обобщить и систематизировать известные из литературы работы, посвященные анализу шумовых свойств транзисторных каскадов усиления; выбрать и обосновать на основе эквивалентной шумовой схемы основной шумовой параметр, оптимально характеризующий шумовые свойства транзисторного усилительного каскада; рассмотреть вопросы оптимизации шумов транзисторных каскадов усиления в зависимости от собственных параметров используемых транзисторов и их разброса; определить и уточнить условия обеспечения минимума шума при изменении внешних условий — режима работы, частоты, сопротивления цепей на входе и выходе каскада, обратной связи, температуры, схемы включения транзистора и т. п.

В работе даются ряд расчетных формул и составленных на их основе графиков и номограмм, позволяющих разработчику схем сравнительно легко и быстро произвести инженерный расчет шумовых показателей усилительного каскада и усилителя в целом.

Автор выражает глубокую благодарность рецензенту доктору техн. наук, проф. Н. И. Чистякову за ряд ценных замечаний, которые были учтены при доработке рукописи и подготовке ее к печати.

1. Воздействие собственных шумов на чувствительность усилительных схем

Рассмотрим, как изменяется соотношение между сигналом и шумом в системе связи под воздействием собственных шумов усилительного каскада, входящего в ее состав.

При увеличении расстояния между передатчиком и приемником снижается мощность сигнала, поступающего на вход последнего (при постоянной выходной мощности передатчика), тогда как мощность собственных (внутренних) шумов сохраняется постоянной. При этом для сохранения необходимой величины отношения сигнал/шум необходимо либо увеличивать мощность передатчика, либо снижать собственные шумы входных каскадов приемника.

Шумы, создаваемые в усилителях малых сигналов, обладающих высокой чувствительностью и используемых в радиосвязи с космическими объектами, при сверхдальнем обнаружении межконтинентальных баллистических ракет, в радиоастрономии и т. д., препятствуют обнаружению сигналов, мощность которых пренебрежимо мала.

В радиолокации повышение шумов эквивалентно снижению мощности радиолокационного передатчика или уменьшению дальности действия локатора, которая пропорциональна $\sqrt[4]{P_{\text{пер}}/P_{\text{отр. мин}}}$, где $P_{\text{пер}}$ — мощность передатчика, $P_{\text{отр. мин}}$ — минимальная отраженная мощность, поступающая на вход приемника. Так как последняя прямо пропорциональна коэффициенту шума F , то максимальная дальность действия

$$D_{\text{макс}} \sim \sqrt[4]{P_{\text{пер}}/F}.$$

Большое число промежуточных усилителей, включенных на кабельных и других линиях связи, ведет к значительному возрастанию шумов в линии.

В телевидении влияние шумов, заметных на экране как движущиеся светлые и темные точки, напоминаю-

щие снег и представляющие собой шумовые выбросы, сказывается в снижении качества изображения за счет уменьшения его контрастности и ухудшения разрешающей способности вследствие понижения различимости мелких деталей, появления ложных синхрои импульсов, мерцания отдельных участков изображения. Степень снижения разрешающей способности зависит от распределения спектральной плотности мощности шума.

Особенно важно знание шумовых характеристик в транзисторных усилителях малых сигналов, используемых для измерения слабых эффектов в квантовой физике, ядерной электронике, спектрометрии и т. д. В ряде приборов, обладающих максимальной чувствительностью в инфракрасной области частотного спектра (например, термисторные болометры), особо важной проблемой является снижение шума на нижних частотах.

Чувствительность усилителя обуславливает возможность обнаружения слабых уровней сигналов при определенном уровне собственных шумов схемы и характеризуется минимальным уровнем входного сигнала, который может быть удовлетворительно обнаружен на фоне шумов.

При заданном отношении действующих значений напряжения сигнала и шума S на выходе усилительного каскада

$$u_{с.мин.вх} = u_{ш.вх} S \sqrt{F}, \quad (1)$$

здесь F — коэффициент шума; $u_{ш.вх}$ — входное напряжение шумов, обусловленное сопротивлением источника сигнала,

$$u_{ш.вх} = \sqrt{4kTR_n\Delta f},$$

где k — постоянная Больцмана, составляющая $1,38 \times 10^{-23}$ дж/°С; T — абсолютная температура; обычно она равна комнатной, т. е. $T_0 = 300^\circ \text{К}$; R_n — сопротивление источника сигнала.

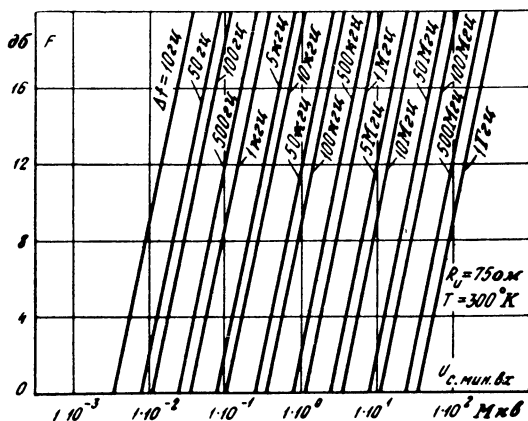
При этих условиях

$$u_{с.мин.вх} = 0,13 \sqrt{R_n F \Delta f},$$

где $u_{с.мин.вх}$ [мкв]; R_n [ом]; Δf [Мгц].

Здесь и ниже под Δf понимается шумовая полоса усилителя.

При $\tilde{S}=1$ величина $u_{с.мин.вх}$ будет характеризовать предельную, или пороговую, чувствительность усилителя. Зная величины Δf и F , можно рассчитать величину пороговой чувствительности. На рис. 1 представлен расчетный график, связывающий величины Δf , F и чувствительность.



это отношение для обеспечения высокого качества должно быть около 100 (40 дБ). Однако малое отношение сигнал/шум на выходе не является исчерпывающим свидетельством плохой работы усилителя, так как может иметь малую величину на его входе. Как отмечалось, для увеличения отношения сигнал/шум необходимо увеличивать величину сигнала либо снижать величину шумов. Увеличение сигнала может быть достигнуто путем увеличения мощности передатчика и использования антенн с более высокими коэффициентами усиления и направленного действия, а также антенного кабеля с малым собственным затуханием. Однако эти параметры имеют конструктивные и экономические пределы, ограничивающие их улучшение.

Таким образом, основную роль в процессе увеличения чувствительности радиоприемных устройств должно играть снижение собственных шумов усилителей, через которые проходит сигнал. Оно может быть обусловлено соответствующим выбором параметров транзисторов при их проектировании, обеспечивающих минимальный коэффициент шума самих транзисторов в схеме усилителя, правильным выбором радиокомпонент, входящих в состав схемы, а также соответствующим выбором схемы, режимов и условий работы транзисторов и радиокомпонент в ней (так как выбор транзистора с малым коэффициентом шума в определенном рабочем режиме, приведенном в технических условиях, еще не позволяет получить малый коэффициент шума усилительного каскада в требуемых рабочих условиях).

2. Основные понятия, используемые в теории случайных процессов и шумов

Как уже отмечалось, при увеличении чувствительности усилительных устройств основную роль играет снижение собственных, или внутренних шумов усилителя, источником которых являются

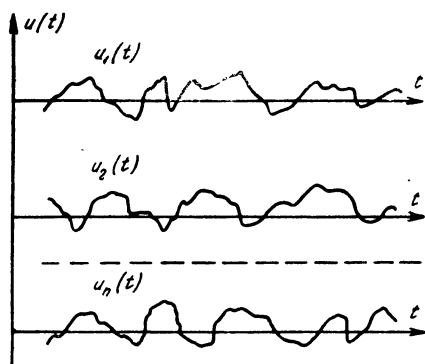


Рис. 2. Характер изменения случайного процесса во времени.

хаотические флуктуации (случайные изменения) величин токов или напряжений относительно их средних значений. Эти флуктуации имеют как тепловую природу (существуют при температуре выше 0°K), так и электрическую, обусловленную протеканием тока.

Рассмотрим основные определения и понятия, используемые при анализе шумов и флуктуаций. В связи с хаотическим характером природы шумов для их анализа используется теория вероятности.

Характер изменения случайного процесса во времени показан на рис. 2. Так как

в каждый заданный момент времени значения функции известны, подобная функция является детерминированной. Отдельные значения функции — $u_1(t)$, $u_2(t)$, ..., $u_n(t)$ — называются ее реализациями. Вид функции от одной реализации к другой изменяется случайным, произвольным образом. Следовательно, случайный процесс является совокупностью множества реализаций, отличающихся друг от друга; в различные моменты времени они могут меняться произвольным образом, и потому точно предсказать, какая

реализация будет существовать в определенный момент, невозможно.

В качестве основной характеристики случайного процесса используется функция распределения вероятности.

Пусть, например, имеется некоторая функция изменения мгновенных значений тока или напряжения; каждое их значение x представляет собой точку на некотором расстоянии от начала координат. Поделим линию на некоторые отрезки Δx и посчитаем число точек на каждом отрезке; тогда функция плотности распределения x или функция плотности вероятности

$$p(x) = \lim_{\substack{\Delta x \rightarrow 0 \\ N \rightarrow \infty}} \frac{m/\Delta x}{N}, \quad (2)$$

где m — число значений в отрезке Δx на расстоянии x ; N — общее число значений.

Вероятность того, что измеряемая флуктуирующая величина заключена в бесконечно малом интервале $x \div x + \Delta x$, равна $p(x)dx$;

для интервала $x_1 \div x_2$ эта вероятность составляет $\int_{x_1}^{x_2} p(x) dx$.

Вместо функции распределения для характеристики случайного процесса могут быть заданы так называемые моментные функции, которые определяются сравнительно просто, однако при этом снижается точность описания случайной функции.

В случае, если указанные выше характеристики не зависят от начала отсчета, т. е. сохраняются постоянными при замене t_1 на $t_2 \neq t_1$, случайный процесс является стационарным.

В ряде случаев проводится усреднение характеристик процесса различными способами:

по многим реализациям при любом фиксированном времени t ; в этом случае среднее значение для n реализаций

$$\overline{u(t_1)} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{u_1(t_1) + u_2(t_1) + \dots + u_n(t_1)}{n}. \quad (3)$$

При увеличении числа реализаций n повышается точность определения среднего значения $\overline{u(t_1)}$;

по времени для одной реализации случайного процесса.

Если при использовании этих способов усреднения получены одинаковые вероятностные характеристики, то подобный стационарный процесс называется эргодическим. В качестве примера стационарного эргодического процесса можно привести собственные шумы усилительного каскада, работающего при неизменных окружающих условиях (напряжении питания, температуре и т. п.). Если в процессе работы происходит нестационарное изменение условий работы (например, из-за неустойчивости параметров при изменении окружающей температуры), то подобный процесс будет являться неэргодическим.

Среднее значение стационарного процесса является постоянной величиной. При отсутствии постоянной составляющей

$$\overline{u(t_1)} = 0;$$

если функция имеет постоянную составляющую E_0 , то

$$\overline{u(t_1)} = E_0.$$

Для стационарного случайного процесса

$$\overline{u(t_1)} = \overline{u(t_2)} = \dots = \overline{u(t_n)}; \quad (4)$$

для эргодического случайного процесса

$$\overline{u(t)} = \frac{u_1(t_1) + u_1(t_2) + \dots + u_1(t_n)}{n}. \quad (5)$$

Основной числовой характеристикой случайного процесса является среднеквадратическое значение $\overline{u^2(t)}$ и средний квадрат отклонения

$$\overline{u_{\text{ш}}^2(t)} = [\overline{u(t) - \overline{u(t)}}]^2. \quad (6)$$

Для стационарного эргодического процесса на основании рис. 3

$$\begin{aligned} \overline{u_1^2(t)} &= \frac{[u_{\text{ш}}(t_1) + E_0]^2 + [u_{\text{ш}}(t_2) + E_0]^2 + \dots + [u_{\text{ш}}(t_n) + E_0]^2}{n} = \\ &= \frac{u_{\text{ш}}^2(t_1) + u_{\text{ш}}^2(t_2) + \dots + u_{\text{ш}}^2(t_n)}{n} + \frac{nE_0^2}{n} + \\ &+ \frac{2E_0[u_{\text{ш}}(t_1) + u_{\text{ш}}(t_2) + \dots + u_{\text{ш}}(t_n)]}{n} = u_{\text{ш}}^2 + E_0^2 \end{aligned} \quad (7)$$

[так как $u_{\text{ш}}(t_1) + u_{\text{ш}}(t_2) + \dots + u_{\text{ш}}(t_n) = 0$].

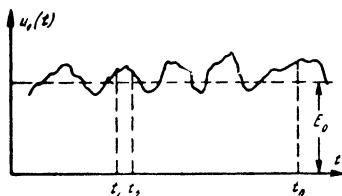


Рис. 3. Отдельная реализация стационарного эргодического процесса.

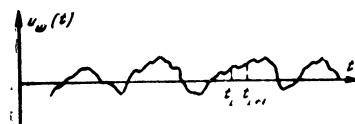


Рис. 4. Отдельная реализация случайного процесса.

Среднее значение и средний квадрат шумового напряжения (или тока) представляют собой частные случаи первой и второй моментных функций:

$$m_1(t_1) = \overline{u(t_1)};$$

$$m_2(t_1) = \overline{u^2(t_1)}.$$

Рассматривая некоторую реализацию случайного процесса (рис. 4), можно представить, что в моменты времени, например, t_i и t_{i+1} между значениями случайной величины имеется определенная статистическая связь, так как при малом $\tau = t_{i+1} - t_i$ $u_{\text{ш}1}(t_i)$ и $u_{\text{ш}1}(t_{i+1})$ незначительно отличаются друг от друга, и значение $u_{\text{ш}1}(t_{i+1})$ в некоторой степени зависит от $u_{\text{ш}1}(t_i)$. Подобная связь значений функции в различные моменты времени называется корреляцией, а связанные процессы — коррелированными.

При увеличении времени корреляции τ (т. е. интервала времени, в течение которого имеется заметная связь между значениями функции) эта связь уменьшается.

Для количественной оценки коррелированного процесса вводится функция корреляции, представляющая собой среднее значение произведения коррелированных величин:

$$R(\tau) = \overline{u_m(t_1) u_m(t_1 + \tau)}. \quad (8)$$

Для эргодического процесса

$$R(\tau) = \frac{u_m(t_1) u_m(t_1 + \tau) + u_m(t_2) u_m(t_2 + \tau) + \dots}{n} \rightarrow \dots + \frac{u_m(t_n) u_m(t_n + \tau)}{n}. \quad (9)$$

При $\tau \rightarrow \infty$ $R(\tau) \rightarrow 0$; при $\tau \rightarrow 0$ [т. е. $u_m(t_1) = u_m(t_1 + \tau)$] $R(\tau) \rightarrow \overline{u_m^2(t)}$.

На рис. 5 показана произвольная зависимость функции корреляции от времени τ . Интервал τ представляет собой время, в течение которого функция корреляции изменяется от 0,1 своего значения до максимума и вновь возвращается к первичной величине.

Если имеются две флуктуирующие величины и фиксация одной из них не влияет на другую, то подобные величины будут некоррелированными. В противном случае они являются коррелированными, и коэффициент корреляции

$$k = \frac{\overline{u_1(t) u_2(t)}}{\sqrt{\overline{u_1^2(t)} \overline{u_2^2(t)}}}. \quad (10)$$

При $k=0$ корреляция отсутствует, при $0 < |k| < 1$ имеется частичная корреляция, и $|k|=1$ соответствует полной корреляции. Так, два шумовых генератора являются коррелированными (статистически связанными), если они оба имеют единый физический источник шума или связаны друг с другом через элементы обратной связи в схеме.

Шум, у которого спектральная плотность (мощность, выделяемая в единице полосы на сопротивлении 1 ом) равномерно распределена во всем диапазоне частот, а время корреляции равно нулю, называется белым шумом. В природе реальный шум всегда имеет спектр, ширина которого ограничена, а время корреляции отлично от нуля; однако часто его идеализируют, считая белым. В частности, белым можно считать шум, спектр которого много шире частотной характеристики усилителя, через который он проходит.

Изменение амплитуды белого шума, являющегося суммой большого числа независимых элементарных флуктуаций, относительно среднего значения характеризуется гауссовым, или нормальным распределением. Гауссово распределение амплитуд характерно для тепловых и дробовых шумов ламп, транзисторов, диодов, резисто-

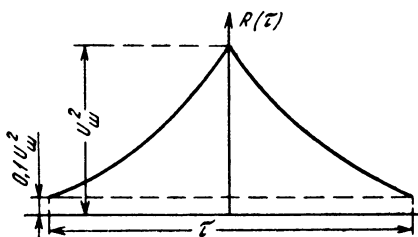


Рис. 5. Произвольная зависимость функции корреляции от времени τ .

ров. Они имеют белый спектр и обладают эргодическими свойствами.

В расчеты шумовых характеристик часто включается так называемая шумовая полоса пропускания

$$\Delta f = \frac{1}{K_0^2} \int_0^{\infty} K^2(f) df, \quad (11)$$

которая всегда шире полосы пропускания усилителя на уровне 0,7 и зависит от формы кривой избирательности усилителя:

$$\Delta f = m \Delta f_{0,7},$$

где $m = 1 \div 1,4$ в зависимости от схемы усилителя и числа его каскадов n . При увеличении n $m \rightarrow 1$.

В формуле (11) $K(f)$ — относительный коэффициент усиления по напряжению; K_0 — максимальная величина коэффициента усиления в полосе пропускания.

На рис. 6 показана связь между шумовой полосой пропускания Δf и

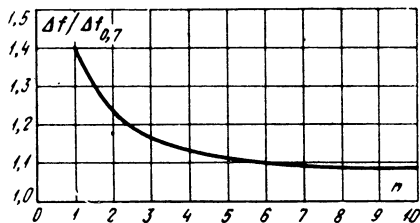


Рис. 6. Зависимость шумовой полосы пропускания от числа каскадов усиления.

полосой пропускания каскада $\Delta f_{0,7}$ на уровне 0,7 для многокаскадных усилителей, использующих в качестве нагрузки одиночные контуры. При использовании полосовых фильтров с критической связью между контурами $\Delta f / \Delta f_{0,7} \approx 1$.

Глава вторая

ИСТОЧНИКИ ШУМОВ В ТРАНЗИСТОРНОМ КАСКАДЕ УСИЛЕНИЯ

1. Шумы транзисторов

В транзисторном усилительном каскаде основным источником шумов являются прежде всего сами транзисторы, шумы которых значительно превышают величину шумов других элементов схемы.

В соответствии с принципом работы транзистора в нем в каждый момент времени происходит рождение, движение и рекомбинация носителей заряда (электронов и дырок), причем указанные процессы происходят по случайному закону и сопровождаются шумами — флуктуациями концентрации носителей (и, следовательно, плотности тока) во времени. Транзистор с некоторым приближением можно представить в виде двух ди-

одов, включенных навстречу друг другу, и поэтому основные выводы относительно шума в транзисторе будут справедливы и для диодов.

Согласно теории шумовых свойств транзисторов основную роль играют фликкер-шумы, дробовые, тепловые шумы, шумы разделения и др. Рассмотрим эти источники шумов более подробно, предполагая, что транзистор работает в режиме малого сигнала, т. е. при низком уровне инжекции.

Фликкер-шум (в литературе для него встречаются также термины низкочастотного, мерцательного, избыточного и т. д.).

В транзисторах фликкер-шум напоминает фликкер-шум ламп и характерен тем, что он наблюдается в основном на низких частотах; спектральная плотность мощности этого вида шума пропорциональна $1/f^n$; основной его характеристикой является частота f_1 , на которой фликкер-шум становится равным белому шуму, имеющему постоянную спектральную плотность в широком диапазоне частот.

В настоящее время существует большое число теорий фликкер-шума. Большинство авторов считает причиной указанного шума медленную модуляцию поверхностного сопротивления полупроводника при изменении внешних условий; эта модуляция обусловлена структурой полупроводника. При этом флуктуирует скорость поверхностной рекомбинации вследствие изменения занятости поверхностных состояний, т. е. изменения концентрации центров поверхностной генерации и рекомбинации.

Согласно [Л. 45, 109] фликкер-шум обусловлен главным образом движением основных носителей. Эксперимент показал, что на поверхности полупроводника расположены локализованные энергетические уровни (так называемые ловушки), лежащие в «запрещенной» области между валентной и проводящей зонами, и захват носителей ловушками вызывает изменение числа носителей в полупроводнике. Эта теория справедлива при условии, что флуктуации поверхностного потенциала, связанные с захватом и освобождением носителей из ловушек, меньше величины $\phi = kT/q$, где q — заряд электрона.

В [Л. 108] зависимость $1/f^n$ объясняется диффузионным механизмом явлений: вероятность освобождения или захвата носителя ловушкой может быть обусловлена тем, является ли соседняя ловушка пустой или заполненной.

Существуют и другие теории фликкер-шума в полупроводниках, согласно которым шум обусловлен смещением граней кристаллической решетки [Л. 45]; большим разбросом времени жизни неосновных носителей [Л. 113]; тепловыми флуктуациями поверхностного потенциала ϕ_s (Норт); возникновением местных переходов (например, n^+-n в материале n -типа) (Фонгер); диффузией на поверхности групп подвижных примесных центров, возникающих в результате ионизации (Макферлан); флуктуацией числа носителей, имеющих определенное время жизни τ (Сюрден) и др.

Величина фликкер-шума может быть определена по формуле

$$\overline{i_{\phi}^2} = K \frac{I^2}{f^n} \Delta f, \quad (12)$$

где постоянная K зависит от объема полупроводника.

Так как площадь коллекторного перехода обычно много больше площади эмиттерного перехода, фликкер-шум в основном проявляется в коллекторном переходе, в этом случае

$$\overline{u_{\text{ф.к}}^2} \approx K \frac{U_{\text{к}}^{\alpha} R_{\text{к}}^{\beta}}{f^n} \Delta f, \quad (13)$$

где коэффициенты α , β и n зависят от используемого полупроводника: $\alpha = 1,2 \div 1,8$; $\beta = 1 \div 2$; $n = 0,9 \div 1,2$; $R_{\text{к}}$ — сопротивление коллекторного перехода постоянному току.

Обычно фликкер-шум возникает в результате наличия плохо обработанных поверхностей кристалла и в местах омических контактов вывода и кристалла. Шлифованный кристалл имеет значительно меньший фликкер-шум, чем при травлении его поверхности.

Фликкер-шум может быть разделен на шум утечки и поверхностный шум. Эти составляющие были обнаружены экспериментально, причем было показано, что поверхностный шум преобладает у переходов, включенных в прямом направлении, а шум утечки — у обратносмещенных переходов. Согласно [Л. 101, 109] поверхностный шум обусловлен наличием двух типов энергетических уровней: «медленных состояний», являющихся ловушками основных носителей, и «быстрых состояний», являющихся центрами рекомбинации неосновных носителей. Шум утечки обусловлен флуктуациями проводимости в тонкой поверхностной пленке, расположенной по периметру перехода и шунтирующей его; эта пленка образует ток утечки и активную проводимость утечки, которые увеличиваются с ростом смещения. Заполнение медленных поверхностных состояний ведет к изменению скорости поверхностной рекомбинации. Обычно при $|U_{\text{к}}| \leq 10$ в ток утечки, а следовательно, и шум, обусловленный его наличием, весьма малы.

Вследствие различных физических характеристик поверхностного слоя области базы фликкер-шум транзисторов с проводимостью n - p - n -типа больше, чем у транзисторов p - n - p .

Фликкер-шум начинается с некоторой частоты f_0 , точное значение которой до сих пор не определено. В различных источниках эта частота составляет 10^{-3} , 10^{-4} , $6 \cdot 10^{-5}$ гц и др.

С ростом температуры фликкер-шум несколько увеличивается в связи с увеличением колебаний носителей, расположенных у поверхности кристалла. Кроме того, фликкер-шум зависит от наличия влаги внутри корпуса и увеличивается во влажной атмосфере.

Для снижения указанного вида шума необходимо уменьшить плотность тока на единицу поверхности; это особенно важно для низкочастотных транзисторов, которые, таким образом, должны работать при небольших токах. Кроме того, особое внимание должно быть уделено технологическим вопросам обработки поверхности.

С целью снижения фликкер-шума в кремниевых транзисторах в последнее время применяется защита поверхности с помощью окисной пленки, позволяющей стабилизировать параметры транзистора. Для этой цели используется в основном двуокись кремния, полученная в результате термического окисления. Следует отметить, что сама пленка при этом должна быть высокостабильной и однородной. Наличие пленки позволяет уменьшить обмен носителей между поверхностным слоем и слоем пространственного заряда области базы, снизить поверхностную рекомбинацию носителей, уменьшить

влияние внешней среды на состояние поверхности. Кроме того, наличие пленки позволяет увеличить коэффициент усиления транзистора по току, снизить разброс параметров транзистора, уменьшить обратные токи через переходы, что в итоге ведет к снижению коэффициента шума. Подобная технология, используемая в планарных транзисторах, позволяет обеспечить сравнительно высокую стабильность их параметров по отношению к меза-транзисторам, которые в процессе технологического изготовления подвергаются очистке путем травления.

Фликкер-шум имеет очень малую величину на высоких частотах, однако он остается весьма важным в усилителях низких частот. Этот вид шума очень трудно связать непосредственно с параметрами транзисторов, поэтому при их разработке и конструировании схемы влияют на фликкер-шум с целью его уменьшения весьма сложно.

В общем случае для снижения фликкер-шума рекомендуется использовать планарные транзисторы и транзисторы с высокой степенью технологической обработки поверхности; в частности, более целесообразно использовать транзисторы с проводимостью *p-n-p*-типа, у которых уровень фликкер-шума меньше, чем у транзисторов *n-p-n*.

В некоторых случаях используются специальные измерения фликкер-шума в транзисторах на частотах 1 кГц и ниже, позволяющие прогнозировать их надежность и определить ряд дефектов в них (плохие контакты, трещины, нарушения переходов и т. д.). Указанные дефекты вызывают увеличение фликкер-шума при работе в режиме больших токов. При малых токах могут быть обнаружены технологические дефекты в области базы. При работе в режиме микротоков могут быть обнаружены поверхностные загрязнения в области коллекторного перехода; при этом шумовой ток плавно увеличивается с ростом напряжения. Аналогично могут быть выявлены механические, технологические и другие дефекты в полупроводниковых диодах, интегральных микроблоках, содержащих транзисторы, и т. д.

Тепловой шум. Он вызывается хаотическим движением носителей в объеме полупроводника и столкновением их друг с другом и с кристаллической решеткой [Л. 108]. В отличие от фликкер-шума тепловой шум существует даже при отсутствии электрического тока и обусловлен влиянием температуры при $T > 0^\circ \text{K}$.

Напряжение теплового шума определяется по формуле Найквиста:

$$\overline{u_r^2} = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R(f) p(f) df, \quad (14)$$

где $p(f)$ — коэффициент Планка:

$$p(f) = \frac{hf}{kT} \left(e^{\frac{hf}{kT}} - 1 \right)^{-1};$$

h — постоянная Планка, составляющая $6,62 \cdot 10^{-34}$ Дж/сек; R — активная составляющая шумящего сопротивления, включенного в эквивалентную схему.

Тепловые шумы имеют белый спектр, если в диапазоне f_1 — f_2 активная составляющая импеданса $R(f)$ постоянна и равна R .

Обычно $hf/kT \ll 1$ и $p(f) \approx 1$. Это допущение справедливо в диапазоне температур $-50 \div +120^\circ \text{C}$ и частот до 10^{13} — 10^{14} гц (последняя величина обусловлена временем свободного пробега электронов); следовательно, оно справедливо во всем диапазоне частот и температур, в котором транзисторы могут использоваться в усилительных схемах. В обычно применяемом для усилителей на транзисторах диапазоне частот ($f \leq 10^9$ гц) при нормальной температуре и при $R \neq \varphi(f)$

$$\overline{u_T^2} = 4kTR\Delta f = 1,66 \cdot 10^{-20} R\Delta f. \quad (15)$$

Так как в транзисторе распределенное активное сопротивление области базы преобладает над распределенными сопротивлениями эмиттера и коллектора, обычно учитываются только тепловые шумы базового сопротивления r'_6 , и

$$\overline{u_{T.6}^2} = 4kTr'_6\Delta f.$$

Спектральная плотность мощности теплового шума не зависит от частоты.

Величина r'_6 в германиевых транзисторах несколько меньше, чем в кремниевых, и потому последние имеют более высокие тепловые шумы.

Для снижения теплового шума рекомендуется использовать транзисторы с малыми r'_6 (в частности, германиевые).

Дробовый шум или шум генерации-рекомбинации. Этот вид шума обусловлен флуктуацией числа основных и неосновных носителей через переход; при этом токи через переходы также подвержены соответствующим флуктуациям.

Интенсивность дробовых шумов определяется по формуле Шоттки:

$$\overline{i_{др}^2} = 2qI\Delta f, \quad (16)$$

где I — постоянная составляющая тока через переход, являющегося причиной шумов.

Указанная формула была выведена для вакуумного диода, работающего в режиме насыщения, в котором анодный ток не ограничен пространственным зарядом.

В отличие от ламп, в транзисторах возникновение и рекомбинация носителей осуществляются в основном в объеме полупроводника, а ток определяется как дрейфом носителей, так и их диффузией и флуктуация тока обусловлена флуктуацией обоих процессов.

Применение формулы Шоттки к транзисторам требует введения допущений о том, что взаимодействие между носителями отсутствует, а время пролета носителей через переход очень мало по сравнению с их средним временем жизни и с периодом сигнала.

Ток через переход

$$I = I_0(e^{qU/kT} - 1) = I_0 e^{qU/kT} - I_0 \quad (17)$$

и представляет собой сумму прямого (первый член) и обратного (второй член) токов; при этом

$$I_{пр} = I + I_0; \quad I_{обр} = -I_0.$$

Каждому из этих независимых токов присущ дробовый шум, т. е.

$$i_{\text{др}}^2 = 2q(I + I_0)\Delta f + 2qI_0\Delta f. \quad (18)$$

Дробовые шумы возникают как в эмиттерном, так и в коллекторном переходах:

$$u_{\text{др.э}}^2 = 2qr_{\text{э}}^2(I_{\text{э}} + I_{\text{э0}})\Delta f; \quad (19)$$

$$u_{\text{др.к}}^2 = 2qr_{\text{к}}^2I_{\text{к0}}\Delta f, \quad (20)$$

где $r_{\text{э}}$ и $r_{\text{к}}$ — сопротивления эквивалентной схемы; $I_{\text{э0}}$ и $I_{\text{к0}}$ — обратные токи через эмиттерный и коллекторный переходы.

Теоретические исследования дробового шума [Л. 109] были проведены двумя различными методами коллективным и корпускулярным.

При коллективном методе дробовый шум является результатом случайной диффузии неосновных носителей и случайного процесса генерации-рекомбинации электронно-дырочных пар. Согласно этому методу область базы представлена в виде эквивалентной передающей линии, длина которой равна толщине базы W (рис. 7). Линия короткозамкнута по переменному току с обоих концов и содержит распределенные последовательные источники шумовых э. д. с. и токов; эти шумы могут быть представлены в виде флуктуаций концентрации носителей на некотором отрезке линии ΔX , расположенном на расстоянии X . При этом вводятся допущения, заключающиеся в одномерности потока носителей и объемности процесса рекомбинации, равенстве равновесной концентрации дырок в области базы и пренебрежении утечками, включенными параллельно эмиттерному и коллекторному переходам. Эта теория справедлива при температуре, близкой к комнатной, и средних уровнях инжекции.

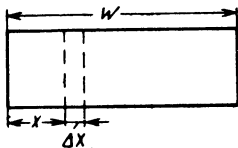


Рис. 7. Представление области базы в виде эквивалентной передающей линии.

При корпускулярном методе дробовый шум возникает в результате случайного пересечения отдельными носителями эмиттерного и коллекторного переходов. На рис. 8 показана полупроводниковая структура p - n - p и пять групп дырок, создающих ток через транзистор: 1 — дырки, возникающие в p -области, вводимые в базу и собираемые коллектором; 2 — дырки, вводимые в базу и рекомбинирующие там со свободными электронами; 3 — дырки, инжектированные в базу и возвращающиеся отсюда обратно в эмиттер; 4 — дырки, генерируемые в базе и собираемые эмиттером; 5 — дырки, генерируемые в базе и собираемые коллектором. Следует отметить, что флуктуации числа дырок ведут к соответствующим флуктуациям числа электронов. На создание эмиттерного ($I_{\text{э}}$) и коллекторного ($I_{\text{к}}$) токов в основном влияют носители первой группы. Эта теория справедлива при некотором среднем уровне инжекции и не учитывает эффекта модуляции последовательного сопротивления перехода.

Согласно теории [Л. 67], являющейся комбинацией термодинамической (справедливой при условии термического или квазирмического равновесия) и корпускулярной теорий, квазирмическое равновесие, если его не существует, может быть восстановлено при

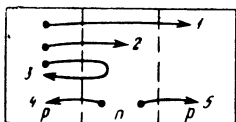


Рис. 8. Полупроводниковая структура $p-n-p$ и траектории движения дырок.

включении в схему дополнительного генератора шумового тока, компенсирующего флуктуации тока через переход, причем направление потока дополнительной шумовой мощности определяется направлением тока через переход.

Дробовые шумы имеют белый спектр и гауссово распределение амплитуд.

Для их снижения рекомендуется использовать транзисторы с малым обратным током коллекторного перехода $I_{к0}$, а также не работать при высоких температурах и больших токах I_3 .

Другие виды шумов в транзисторах. К ним относятся:

Шумы разделения [Л. 18, 20]. Они имеют белый спектр и обусловлены флуктуациями разделения тока I_3 на токи коллектора I_k и базы I_b :

$$\overline{u_p^2} = 2r_k^2 q I_3 \left[\frac{I_{к0}}{I_3} + \alpha_0 (1 - \alpha) \right] \Delta f, \quad (21)$$

где α_0 — коэффициент усиления транзистора по току в схеме включения с общей базой на низких частотах.

Шумы облучения [Л. 101], возникающие при облучении полупроводника одиночными быстрыми частицами; они весьма напоминают поверхностный шум, так как связаны с процессом возникновения носителей в области базы при проникновении в нее быстрых частиц. Если заряд частиц мал, то импульсы шума также весьма невелики.

Вспышки шума, возникающие в некоторых типах транзисторов, используемых для усиления весьма слабых сигналов [Л. 50]. Длительность импульса шума достигает нескольких десятков секунд, а частота их повторения носит случайный характер. Эксперимент показал, что этот вид шума не зависит от величины U_k ; при малых I_k (до 50 мка) амплитуда импульсного шума пропорциональна току коллектора, а затем с увеличением I_k растет частота повторения вспышек. Можно предположить, что эти шумы являются частным случаем фликкер-шума.

Шумы лавинного пробоя [Л. 103], возникающие при высоком, близком к пробивному значению уровне обратного напряжения на переходе и являющиеся показателями неустойчивого пробоя перехода. Этот вид шума образуется при случайном пролете через переход групп носителей, возникающих при высоком напряжении на нем. Энергия, создаваемая при этом носителями, достаточна для выбивания в результате соударения других групп носителей; последние в свою очередь выбивают новые носители и т. д. Подобный лавинообразный шум может достигать высокого уровня. Он имеет белый спектр и гауссово распределение амплитуд. В цепях с высоким сопротивлением шум проявляется в виде треугольных импульсов, скорость возникновения которых зависит от величины тока;

в цепях с низким сопротивлением — в виде прямоугольных импульсов. Подобные шумы обнаружены у кремниевых *p-n*-переходов.

Шумы, обусловленные различным уровнем инжекции [Л. 103] и возникающие на различных (двух или более) строго определенных уровнях тока. Величина тока или напряжения, при которой возникает этот вид шума, зависит от параметров транзистора. Причиной подобных шумов могут быть наличие микроплазмы на переходе при его пробое, а также деформация и повреждения (изломы, царапины и т. п.) структуры перехода, приводящие к неравномерной плотности тока вследствие наличия площадей перехода, температура которых в результате деформации значительно выше температуры остальных участков перехода.

Модуляционные эффекты в области базы [Л. 109] и др.

Основными источниками шумов в транзисторах большинство авторов считает фликкер-шумы, тепловые и дробовые шумы. При работе усилительного каскада в области частот $f > f_1$ пренебрегают фликкер-шумом и учитывают лишь тепловые и дробовые шумы.

Величина шумов транзистора обусловлена оптимальным выбором конструкции транзистора, качеством используемых материалов и точностью соблюдения технологии и геометрических размеров при его изготовлении.

2. Эквивалентная шумовая схема транзистора

Использование эквивалентной схемы, в которую включены указанные выше основные источники шумов, позволяет наглядно представить физические процессы, происходящие в транзисторе.

В общем случае число статистически независимых шумовых источников для транзистора, представляющего собой четырехполюсник, равно числу независимых коэффициентов, входящих в систему уравнений для данного четырехполюсника, и составляет 4 для транзистора при любой схеме включения и 3 для строго определенной схемы включения. Таким образом, шумы транзистора могут быть представлены с помощью генератора теплового шума и трех статистически независимых (или двух коррелированных) генераторов дробового шума.

Однако в некоторых типах эквивалентных схем учитываются также шумы разделения и фликкер-шум. Такая схема [Л. 60] показана на рис. 9. Она содержит пять генераторов шума, из которых три включены в коллекторной цепи, один в базовой и один в эмиттерной цепях. Здесь

$$\overline{u_{\text{др.э}}^2} = 2q r_{\text{э}}^2 (I_{\text{э}} + I_{\text{э0}}) \Delta f; \quad \overline{u_{\text{т.б}}^2} = 4kT r'_{\text{б}} \Delta f;$$

$$\overline{u_{др.к}^2} = 2qr_k^2 I_{к0} \Delta f; \quad \overline{u_{ф.к}^2} = KU_k^a R_k^{\beta} f^{-n};$$

$$\overline{i_p^2} = 2qa_0 I_a (1 - \alpha_0) \Delta f.$$

Эта схема может быть преобразована в схему, аналогичную предыдущей и показанную на рис. 10. Последняя содержит два генератора шумов, один из которых

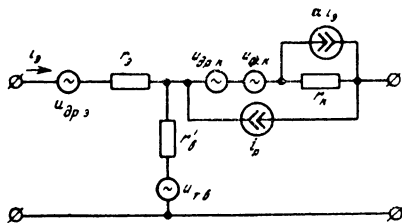


Рис. 9. Эквивалентная шумовая схема транзистора с учетом дробовых, тепловых, низкочастотных и раздельных шумов.

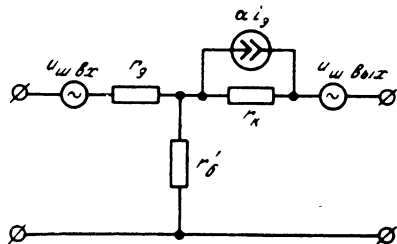


Рис. 10. Эквивалентная шумовая схема транзистора с двумя генераторами шума на входе и выходе.

включен на ее входе, а другой — на выходе; генераторы частично коррелированы. Корреляция генераторов шума обусловлена тем, что они содержат отдельные составляющие, определяемые одними и теми же источниками шума; кроме того, вход и выход схемы связаны между собой через элементы обратной связи.

В данной схеме

$$u_{ш.вх} = u_{др.з} + u_{т.б};$$

$$u_{ш.вых} = u_{др.к} + u_{ф.к} + u_p + u_{т.б} + u_{др.з}.$$

При этом $u_{ш.вых} \gg u_{ш.вх}$.

В случае, если выходной шумовой генератор пересчитывается

на вход, эквивалентная шумовая схема имеет вид, показанный на рис. 11. Каждый из входных генераторов может быть представлен в виде суммы двух составляющих, одна из которых является полностью коррелированной, а другая — полностью некоррелированной:

$$u_{ш} = u_{ш.некор} + u_{ш.кор}; \quad i_{ш} = i_{ш.некор} + i_{ш.кор}.$$

В эквивалентной схеме Ван-дер-Зила [Л. 109], показанной на рис. 12, учтен эффект модуляции сопротивления базы при изменении коллекторного напряжения

(генераторы $C_6 U_K$ и $C_3 U_K$); емкости эквивалентной схемы для упрощения опущены. Здесь

$$\overline{i_{ш.э}^2} = 2qI_3 \Delta f = 2kT r_3 \Delta f;$$

$$\overline{i_{ш.к}^2} = 2qI_K \Delta f = 2q\alpha_0 I_3 \Delta f = \frac{2\alpha_0 kT \Delta f}{r_3}.$$

Генераторы $i_{ш.э}$ и $i_{ш.к}$ являются коррелированными; их взаимная корреляция определяется выражением

$$\overline{i_{ш.э}^* i_{ш.к}} = 2q\alpha_0 I_3 \Delta f.$$

В основу эквивалентной схемы Гуггенбуля и Струтта [Л. 67], показанной на рис. 13, положена комбинация термодинамической и корпускулярной теорий о природе шума. Шумовой ток через переход

$$\left| \overline{i_m^2} \right| = 4kT \operatorname{Re}(y) \Delta f - 2qI \Delta f,$$

где y — проводимость перехода. В соответствии с этим для эмиттерного и коллекторного переходов (с учетом направления токов в эквивалентной схеме) имеем:

$$\left| \overline{i_{ш.э}^2} \right| = 4kT \operatorname{Re}(y_{11}) \Delta f - 2qI_3 \Delta f;$$

$$\left| \overline{i_{ш.к}^2} \right| = 2qI_K \Delta f - 4kT \operatorname{Re}(y_{22}) \Delta f;$$

$$\left| \overline{i_{ш.э}^* i_{ш.к}} \right| = 2kT (y_{21} - y_{12}^*) \Delta f; \quad \left| \overline{u_{ш.б}^2} \right| = 4kT r'_b \Delta f.$$

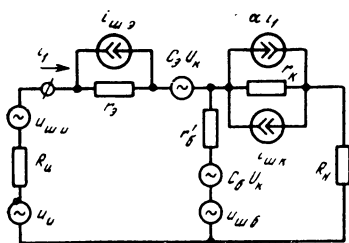


Рис. 12. Эквивалентная шумовая схема Ван-дер-Зила.

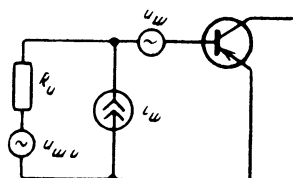


Рис. 11. Эквивалентная шумовая схема транзистора с двумя генераторами шума на входе.

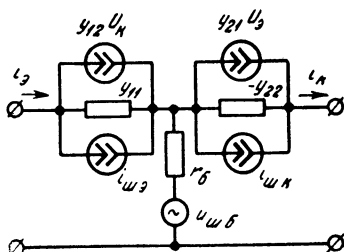


Рис. 13. Эквивалентная шумовая схема Гуггенбуля и Струтта.

Здесь y_{11} , y_{12} , y_{21} , y_{22} — значения y — параметров используемого транзистора; параметры с индексом * представляют собой комплексно-сопряженную величину.

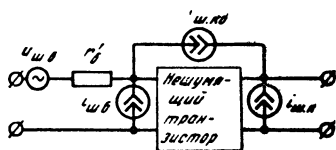


Рис. 14. Эквивалентная шумовая схема Джаколетто.

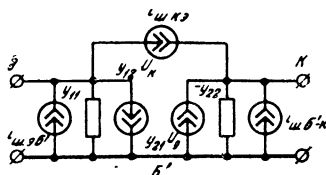


Рис. 15. Один из вариантов эквивалентной схемы Джаколетто.

При $y_{12} \ll y_{21}$; $y_{22} \rightarrow 0$

$$\left| \overline{i_{ш.к}^2} \right| = 2qI_{к0}\Delta f; \quad \left| \overline{i_{ш.э}^* i_{ш.к}} \right| = 2kTy_{21}\Delta f.$$

Эквивалентная схема Джаколетто включает в себя четыре некоррелированных источника шума [Л. 20] и показана на рис. 14, где

$$\begin{aligned} \left| \overline{u_{ш.б}^2} \right| &= 4kTr'_б\Delta f; & \left| \overline{i_{ш.б}^2} \right| &= 2q[(1-\alpha_0)I_э + I_{э0}]\Delta f; \\ \left| \overline{i_{ш.к}^2} \right| &= 2q\alpha_0 I_э\Delta f; & \left| \overline{i_{ш.к0}^2} \right| &= 2qI_{к0}\Delta f. \end{aligned}$$

Другой вариант эквивалентной схемы Джаколетто [Л. 67] показан на рис. 15. Здесь

$$i_{ш.э} = i_{ш.э-б} + i_{ш.к-э}; \quad i_{ш.к} = i_{ш.б'-к} + i_{ш.к-э};$$

$$\left| \overline{i_{ш.к-э}^2} \right| = \overline{i_{ш.э}^* i_{ш.к}} = 2q(I_э - I_{эс})\alpha_0\Delta f;$$

$$\begin{aligned} \left| \overline{i_{ш.э-б}^2} \right| &= \left| \overline{i_{ш.э}^2} \right| - \left| \overline{i_{ш.к-э}^2} \right| = \\ &= 2qI_э(1-\alpha_0)\Delta f - 2qI_{эс}(2-\alpha_0)\Delta f; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left| \overline{i_{ш.б'-к}^2} \right| &= \left| \overline{i_{ш.к}^2} \right| - \left| \overline{i_{ш.к-э}^2} \right| = \\ &= 2qI_{к0}\Delta f + 2q\alpha_0 I_{эс}\Delta f, \end{aligned}$$

где $I_{эс}$ — ток $I_э$ при обратном смещении эмиттерного перехода; практически $I_э \gg I_{эс}$.

На рис. 16 показана эквивалентная схема Монтгомери и Кларка [Л. 109] с двумя практически некоррелированными генераторами

$$\overline{u_m^2} = 2kT r_a \Delta f \left(\frac{I_a + 2I_{a0}}{I_a + I_{a0}} \right);$$

$$\overline{i_m^2} = 2q\alpha_0 (1 - \alpha_0) I_a \Delta f + 2qI_{k0} \Delta f.$$

Эквивалентная схема Ван-дер-Зила [Л. 110] с двумя коррелированными генераторами шума для области низких частот показана на рис. 17. В этой схеме исполь-

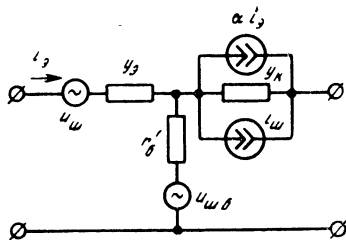


Рис. 16. Эквивалентная шумовая схема Монтгомери и Кларка.

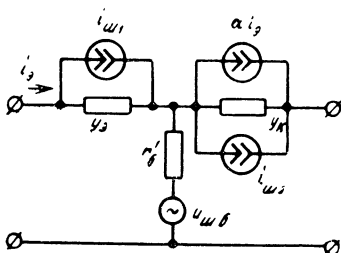


Рис. 17. Эквивалентная шумовая схема Ван-дер-Зила, пригодная для области низких частот.

зуются два генератора шумового тока, включенных параллельно эмиттерному и коллекторному переходам:

$$\overline{i_{m1}^2} = 2q(I_a + I'_a) \Delta f + 2qI'_a \Delta f;$$

$$\overline{i_{m2}^2} = 2qI_k \Delta f; \quad \overline{i_{m1}^* i_{m2}} = 2q\alpha_0 (I_a + I'_a) \Delta f.$$

Здесь I_a — ток эмиттера; I'_a — ток дырок, генерируемых в базе и текущих в эмиттер (для транзистора с проводимостью p - n - p -типа); $I_a + I'_a$ — ток дырок, генерируемых из эмиттера в базу.

Коэффициент корреляции

$$k = \frac{\overline{i_{m1}^* i_{m2}}}{\sqrt{\overline{i_{m1}^2} \overline{i_{m2}^2}}} \approx -\sqrt{\frac{I_k}{I_a}} \approx -\sqrt{\alpha_0}.$$

В области низких частот

$$k \approx -1.$$

Эквивалентная схема Джаколетто для области низких частот с двумя некоррелированными генераторами дробового тока [Л. 109] показана на рис. 18. В этой схеме

$$\overline{i_{ш1}^2} = 2qI_0\Delta f, \quad \text{где} \quad I_0 = I_3 + I_K; \quad \overline{i_{ш2}^2} = 2qI_K\Delta f.$$

Три последние эквивалентные схемы равноценны и могут быть легко преобразованы одна в другую.

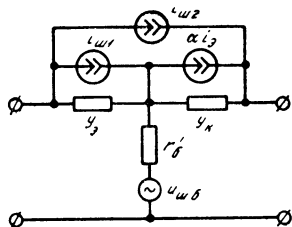


Рис. 18. Эквивалентная шумовая схема Джаколетто для области низких частот.

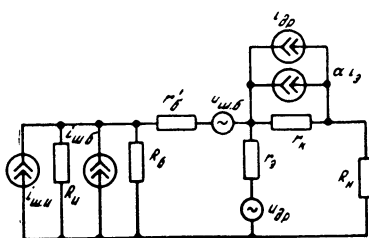


Рис. 19. Эквивалентная шумовая схема Гарднера.

Эквивалентная шумовая схема Гарднера [Л.66] представлена на рис. 19. Здесь $i_{ш.ш}$ — эквивалентный генератор теплового шума сопротивления $R_{ш}$; $i_{ш.б}$ — генератор теплового шума сопротивления смещения $R_б$; $u_{ш.б}$ — генератор теплового шума сопротивления базы $r'_б$; $u_{др}$, $i_{др}$ — генераторы дробового шума. Эта схема справедлива в диапазоне низких частот при условии пренебрежения фликкер-шумами и током утечки I_{K0} .

На рис. 20 показана эквивалентная схема Ван-дер-Зила [Л. 109] для фликкер-шума с учетом эффекта модуляции базового сопротивления, вследствие чего последнее состоит из двух частей: постоянного $r'_б$ и модулируемого $r_{б.м}$. В данной схеме $i_{пов1}$ и $i_{пов2}$ — генераторы поверхностного шума, полностью коррелированные; $i_{ут}$ — генератор шума утечки.

Эквивалентная схема Фукуи [Л. 65] представлена на рис. 21 и использует в основе эквивалентную схему Ван-дер-Зила. Здесь

$$\overline{i_{ш.б}^2} = 2q(I_3 + I_K)\Delta f + 4kT[G_3 - G_{30} - \operatorname{Re}(y_{K-3})]\Delta f;$$

$$\overline{i_{ш.к}^2} = 2qI_K\Delta f; \quad \overline{i_{ш.б}^* i_{ш.к}} = 2kTy_{K-3}\Delta f - 2qI_K\Delta f.$$

Для инженерных расчетов наибольший интерес представляют схемы, в которых шумовые источники являются статистически независимыми, а число их сведено к минимуму. Однако приведенные выше схемы достаточно сложны. С целью упрощения анализа и расчета эквивалентных шумовых схем могут быть использованы различные способы [Л. 9]: перенос шумовых генераторов э. д. с. или тока, являющийся иногда необходимым при определении общего шумового влияния

всех источников на определенном участке схемы (используя теорему об эквивалентном генераторе); применение синусоидального эквивалента шумов, действующее значение э. д. с. которого равно действующему значению э. д. с. шумов; замена двух коррелированных шумовых источников тремя статистически независимыми; использование метода эквивалентного разветвления генераторов э. д. с. или токов.

Как указывалось, большинство приведенных выше эквивалентных схем пригодно для диапазона сравнительно низких частот.

Особый интерес вызывает возможность построения эквивалентных шумовых схем для диапазона высоких частот. Здесь следует учитывать тепловые и дробовые шумы. На высоких частотах увеличивается влияние реактивных элементов схемы; проводимости и y -параметры становятся комплексными; изменяется коэффициент усиления транзистора по току:

$$\alpha \approx \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}}.$$

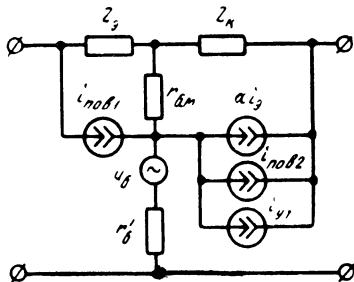


Рис. 20. Эквивалентная шумовая схема Ван-дер-Зила для фликкер-шума.

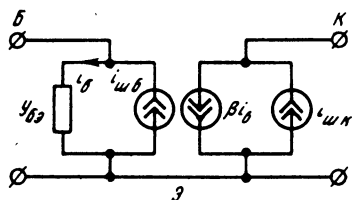


Рис. 21. Эквивалентная шумовая схема Фукуи.

На рис. 22 показана эквивалентная схема Монтгомери, Кларка и Ван-дер-Зила [Л. 109], пригодная для диапазона высоких частот. При построении этой схемы предполагалось, что $|Z_K| \gg |Z'_6|$; модуляция базового сопротивления отсутствует. Генераторы дробового шума в данной схеме являются частично коррелированными, причем один из них — генератор э. д. с. — включен последовательно в цепи эмиттерного перехода, а другой — генератор тока — параллельно коллекторному переходу:

$$\begin{aligned} \overline{i_m^2} &= 2q\Delta f \left[I_K + I_{K0} + |\alpha|^2 I_3 - 2|\alpha|^2 I_3 \frac{\alpha_{\pi, \tau}}{\alpha_0} \right] \approx \\ &\approx 2q [(\alpha_0 - |\alpha|^2) I_3 + I_{K0}] \Delta f \approx 2q I_K \left(1 - \frac{|\alpha|^2}{\alpha_0} \right) \Delta f; \end{aligned}$$

$$\overline{u_m^2} = 2kT (2G_3 - G_{30}) |Z_3|^2 \Delta f \approx 4kT G_3 |Z_3|^2 \Delta f;$$

$$\overline{u_{\text{ш}}^2} = 2kT \alpha (G_{30} Z_3^* - 1) \Delta f; \quad \overline{u_{\text{т.б}}^2} = 4kT r'_6 \Delta f.$$

Здесь Z_3 , Z'_6 , Z_K — полные сопротивления эквивалентной схемы; G_3 — активная проводимость эмиттера; $G_{30} = \frac{q(I_3 + I_{30})}{kT}$.

При учете модуляции базы изменяется u_m ; генератор i_m остается без изменений. Однако здесь и в дальнейшем с целью упрощения эта модуляция не учитывается.

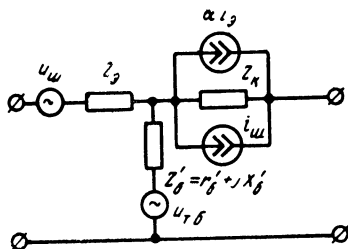


Рис. 22. Эквивалентная схема Монтгомери, Кларка и Ван-дер-Зила для диапазона высоких частот.

Генератор $i_{\text{т.б}}$ в данной схеме учитывает тепловые шумы активной части сопротивления Z'_6 , представляющего собой для высокочастотных транзисторов комплексную величину.

С учетом реактивных элементов корпуса на высоких и сверхвысоких частотах эквивалентная шумовая схема транзистора значительно усложняется [Л. 39, 96]. Один из вариантов подобных схем приведен на рис. 23. Здесь

$$\overline{i_{\text{м.б}}^2} = 4kT \operatorname{Re}(y_3) \Delta f - 2q I_3 \Delta f,$$

где $y_3 = G_3 + j\omega C_3$;

$$\overline{i_{\text{ш.к}}^2} = 2qI_{\text{к}} \Delta f;$$

$$\overline{i_{\text{ш.з}}^* i_{\text{ш.к}}} = 2kT\alpha y_{\text{з}} \Delta f; \quad \overline{u_{\text{ш.б}}^2} = 4kTr'_{\text{б}} \Delta f.$$

Величины указанных на схеме паразитных индуктивностей и емкостей для транзистора GМО290, работающего в режиме $I_{\text{з}}=1 \text{ ма}$, $U_{\text{к}}=6 \text{ в}$, составляют: $L_{\text{з1}}=L_{\text{б1}}=L_{\text{к1}}=1,5 \text{ нГн}$; $L_{\text{к2}}=0,8 \text{ нГн}$; $C_{\text{з-к}}=C_{\text{б-к}}=0,6 \text{ пф}$; $C_{\text{к1}}=0,3 \text{ пф}$; $L_{\text{з2}}=L_{\text{б2}}=1 \text{ нГн}$; $C_{\text{к2}}=0,4 \text{ пф}$; $C_{\text{к-к}}=1 \text{ пф}$.

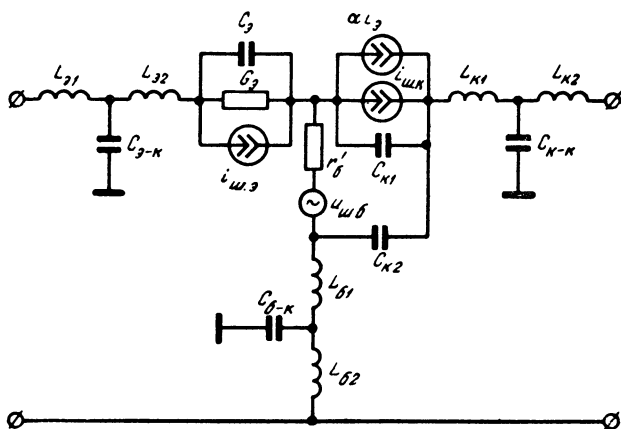


Рис. 23. Эквивалентная шумовая схема транзистора сверхвысоких частот типа GМО290.

Эквивалентная шумовая схема для германиевого планарного сверхвысокочастотного транзистора типа ТІХМ101 показана на рис. 24. В режиме $I_{\text{з}}=1,5 \text{ ма}$, $U_{\text{к}}=5 \text{ в}$ она обладает следующими параметрами: $C_{\text{вх0}}=0,03 \text{ пф}$; $C_{\text{вх}}=C_{\text{вых}}=0,1 \text{ пф}$; $L_{\text{вх}}=L_{\text{б}}=0,6 \text{ нГн}$; $C_{\text{з-к}}=0,03 \text{ пф}$; $C_{\text{б-к}}=0,03 \text{ пф}$; $C_{\text{к1}}=0,08 \text{ пф}$; $C_{\text{к2}}=0,37 \text{ пф}$.

Эквивалентная схема Фукуи для диапазона с учетом высоких частот [Л. 65] представлена на рис. 25. В результате пренебрежения паразитными элементами корпуса схема упрощается; в этой схеме, показанной на рис. 26,

$$\overline{i_{\text{ш.б}}^2} = 2qI_{\text{б}} \Delta f; \quad \overline{i_{\text{ш.к}}^2} = 2qI_{\text{к}} \Delta f; \quad \overline{u_{\text{ш.б}}^2} = 4kTr_{\text{б}} \Delta f.$$

Здесь r_6 — результирующее сопротивление базы;

$$r_1 = \frac{kT}{qI_K} = \frac{r_3}{\alpha_0}.$$

Эквивалентная схема Джаколетто, полученная для плоскостных транзисторов, может быть с минимальной погрешностью использована и для планарных транзисторов в диапазоне частот порядка 1 ГГц [Л. 39].

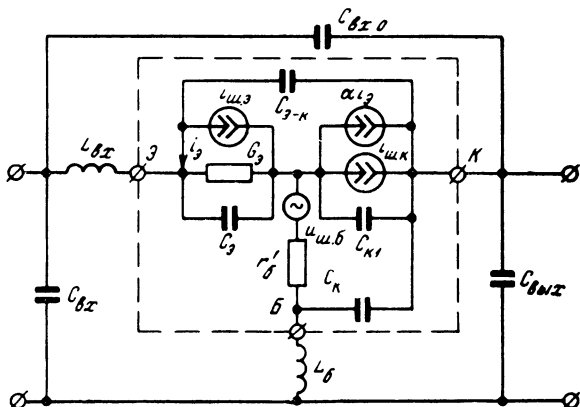


Рис. 24. Эквивалентная шумовая схема транзистора типа TJM101 ($C_K = C_{K2} + C_{б-к}$).

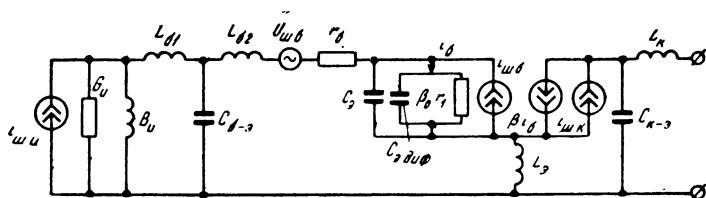


Рис. 25. Эквивалентная шумовая схема Фукуи для диапазона высоких частот.

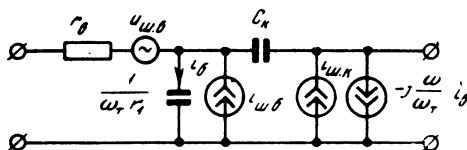


Рис. 26. Эквивалентная шумовая схема Фукуи для диапазона высоких частот без учета паразитных элементов корпуса.

3. Шумы пассивных элементов усилителей

Транзистор является основным, но не единственным источником шумов в схеме усилительного каскада.

Среди источников шумов, создаваемых пассивными элементами схемы, в первую очередь следует назвать резисторы, шумы которых могут состоять из тепловых и фликкер-шумов.

Тепловые шумы обусловлены хаотическим тепловым движением свободных электронов под воздействием температуры, что ведет к изменению величины сопротивления резистора и появлению шумовой разности потенциалов, включенной последовательно с идеальным (нешумящим) резистором, или генератора шумового тока, включенного параллельно резистору (рис. 27).

Величина $u_{\text{ш}}$ определяется по формуле Найквиста, приведенной выше.

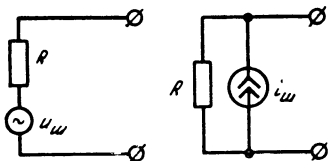


Рис. 27. Представление шумов резистора в виде генератора шума.

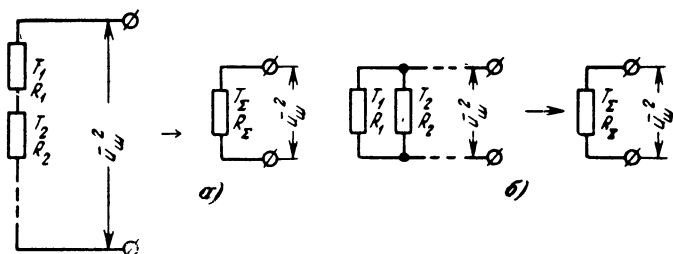


Рис. 28. Пояснение расчета шумового напряжения резисторов, имеющих различную температуру.

Последовательное включение резисторов, обладающих различной температурой T , или их параллельное соединение (рис. 28) позволяют применить для расчета шумового напряжения следующие формулы:

в случае последовательного соединения

$$\overline{u_{\text{ш}}^2} = 4kT_{\Sigma} R_{\Sigma} \Delta f, \quad (22)$$

где

$$T_{\Sigma} = \frac{\sum T_i R_i}{\sum R_i}; \quad R_{\Sigma} = \sum R_i.$$

Для двух резисторов R_1 и R_2

$$R_{\Sigma} = R_1 + R_2; \quad T_{\Sigma} = \frac{T_1 R_1 + T_2 R_2}{R_1 + R_2}.$$

В случае параллельного соединения

$$\overline{i_{\Sigma}^2} = 4k \frac{T_{\Sigma}}{R_{\Sigma}} \Delta f, \quad (23)$$

где

$$\frac{1}{R_{\Sigma}} = \sum \frac{1}{R_i} = G_{\Sigma}; \quad T_{\Sigma} = \frac{\sum \frac{T_i}{R_i}}{\sum \frac{1}{R_i}}.$$

Для двух резисторов

$$G_{\Sigma} = G_1 + G_2; \quad T_{\Sigma} = \frac{T_1 G_1 + T_2 G_2}{G_1 + G_2}.$$

При $T_1 = T_2$ в первом случае

$$\overline{u_{\Sigma}^2} = 4kT (\Sigma R_i) \Delta f;$$

во втором случае

$$\overline{i_{\Sigma}^2} = 4kT \left(\sum \frac{1}{R_i} \right) \Delta f.$$

Для быстрого определения u_{Σ} может быть использована расчетная номограмма, показанная на рис. 29.

Согласно теореме Найквиста, максимальная мощность теплового шума, при $R_{\Sigma} = R$,

$$P_{\Sigma} = \frac{\overline{u_{\Sigma}^2}}{4R} = kT \Delta f \neq f(R). \quad (24)$$

Таким образом, эта мощность не зависит от сопротивления R . При нормальной температуре

$$P_{\Sigma} = 0,41 \cdot 10^{-20} \Delta f.$$

Кроме того, величина P_{Σ} не зависит от частоты, а пропорциональна лишь полосе частот Δf . Практически эта величина не является реальной, так как при ее определении предполагалось, что R_{Σ} — идеальный (нешумящий) резистор, находящийся при температуре $T = 0^\circ \text{K}$, что в действительности не имеет места.

В ряде случаев с целью снижения теплового шума можно использовать охлаждение элементов схемы.

В некоторых типах резисторов (углеродистые, металлизированные и др.), проводящий слой которых имеет гранулированную структуру (например, резисторы типов ВС, МЛТ, УЛМ), возникает

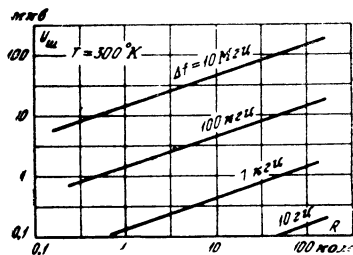


Рис. 29. Номограмма для определения тепловых шумов резистора.

фликкер-шум. Предельная частота, на которой этот шум еще заметен, составляет несколько мегагерц. Фликкер-шум обусловлен изменением контакта (и, следовательно, сопротивления между зернами проводящей пленки), что ведет к флуктуациям тока и напряжения на резисторе

$$\overline{u_{\Phi}^2} = U_0^{\alpha} R^{\beta} f^{-n} \Delta f, \quad (25)$$

где U_0 — приложенное постоянное напряжение; $\alpha \approx 2$; $\beta = 1,25$; $n = 1$.

Отсюда видно, что чем меньше U_0 , тем меньше u_{Φ} .

Для подобных резисторов

$$\overline{u_{\text{ш}}^2} = \overline{u_{\text{т}}^2} + \overline{u_{\Phi}^2}.$$

Следовательно, в первых каскадах чувствительных малошумящих низкочастотных усилителей целесообразно использовать в основном проволочные резисторы, создающие только тепловой шум.

Следует отметить, что фликкер-шум уменьшается при увеличении размеров резистора и повышении его мощности рассеяния; однако подобные резисторы не могут быть использованы в малогабаритной транзисторной аппаратуре.

В табл. 1 показан уровень шумов (э. д. с. шума в микровольтах на вольт приложенного напряжения) для различных типов резисторов.

Таблица 1

Тип резисторов	Уровень шума, мкв/в
Композиционные	50
Угольные (напыленные) (ВС, УЛМ, УЛИ)	0,5
Металлопленочные (МЛТ)	0,2
Проволочные (безындукционные)	0,02

Проволочные переменные резисторы могут стать источником дополнительных шумов, обусловленных механическими причинами (удары, вибрация), вызывающими плохой контакт между движком и проволочной дорожкой, а также появлением на дорожке грязи, пленки окисла, износом материала и т. д., что вносит значительное сопротивление между движком и дорожкой. Эти шумы, которые постоянны во времени и не зависят от скорости скольжения движка, могут быть сведены к минимуму соответствующим выбором материала, уходом за потенциометром и оптимальным давлением движка.

В комплексном сопротивлении $Z = R + jX$ тепловые шумы зависят от величины R и определяются по формуле (15). В реактивных сопротивлениях флуктуации электронов отсутствуют, и они не шумят.

При последовательном или параллельном соединении двух комплексных сопротивлений, где $Z_1 = R_1 + jX_1$; $Z_2 = R_2 + jX_2$ (рис. 30):

$$\overline{u_{\text{ш.посл}}^2} = 4kT (R_1 + R_2) \Delta f; \quad (26)$$

$$\overline{u_{\text{ш.пар}}^2} = 4kTR(f) \Delta f, \quad (27)$$

где

$$R(f) = \frac{R_1(R_2^2 + X_2^2) + R_2(R_1^2 + X_1^2)}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2}.$$

Среди других элементов схемы источниками шумов может являться кабель (фидер), шумы которого определяются потерями в нем.

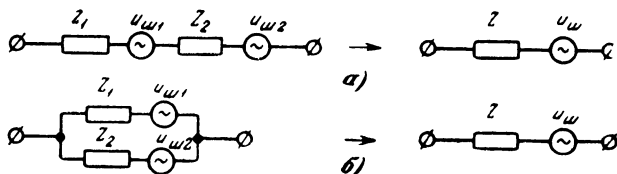


Рис. 30. Пояснение расчета тепловых шумов комплексных сопротивлений.

Коэффициент шума для линии передачи на сверхвысоких частотах [Л. 37]

$$F_{\pi} = 1 + (\eta - 1) \frac{T}{T_0}, \quad (28)$$

где η — коэффициент потерь; T — температура линии.

Потери определяются длиной линии и затуханием в ней на единицу длины.

Шумы в колебательном контуре (рис. 31) создаются активным сопротивлением, которое может рассматриваться как сопротивление, потребляющее мощность. На выходе контура [Л. 11]

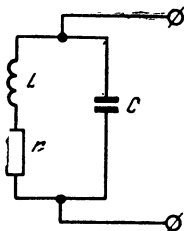


Рис. 31. Эквивалентная схема колебательного контура.

$$\overline{u_{\text{ш}}^2} = 4kTr\Delta f Q^2 = 4kT \frac{\rho^2}{r} \Delta f, \quad (29)$$

где $\rho = \omega_0 L$; r — резонансное сопротивление потерь.

Это шумовое напряжение максимально на резонансной частоте контура ω_0 (при большой добротности Q).

Термисторы, выполненные из полупроводникового материала с отрицательным температурным коэффициентом удельного сопротивления, имеют белый шумовой спектр на низких частотах; на высоких частотах их шум пропорционален $f^{-3/2}$.

Шумы трансформатора определяются тепловыми шумами сопротивления его первичной обмотки и потерями во вторичной обмотке. Кроме того, поток в сердечнике меняется при изменении намагничивающей силы ступенями, что порождает шумовые компоненты напряжений в его обмотках (так называемый шум Баркгаузена). Этот вид шума определяется материалом сердечника. С целью уменьшения шумов трансформатора необходимо уменьшать потери в нем, т. е. его габариты.

Расчеты и эксперименты показывают, что вклад шумов пассивных элементов в общий коэффициент шума транзисторного каскада усиления в большинстве случаев очень мал по сравнению с шумами транзистора, и ими обычно пренебрегают.

Глава третья

ПАРАМЕТРЫ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ ШУМЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

1. Шумовые показатели усилителей

В отечественной и зарубежной литературе оценка шумовых свойств усилительных каскадов производится с помощью большого количества различных показателей шума, поэтому сравнение шумовых свойств различных малошумящих устройств зачастую затруднено.

Одним из наиболее распространенных характеристик шумовых свойств является коэффициент шума и различные производные от него показатели. Впервые подробный анализ коэффициента шума F был дан Фриисом [Л. 63]. Несмотря на определенную условность, это понятие сыграло значительную роль в технике малошумящих усилительных устройств. В настоящее время оно широко используется для оценки шумовых свойств различных радиотехнических устройств и в первую очередь линейных каскадов усиления.

В нешумящем (идеальном) устройстве

$$\left(\frac{P_c}{P_m}\right)_{\text{вх}} = \left(\frac{P_c}{P_m}\right)_{\text{вых}}.$$

В реальном устройстве за счет наличия собственных (внутренних) шумов

$$\left(\frac{P_c}{P_m}\right)_{\text{вх}} = F \left(\frac{P_c}{P_m}\right)_{\text{вых}}; \quad (30)$$

отсюда

$$F = \frac{(P_c/P_m)_{\text{вх}}}{(P_c/P_m)_{\text{вых}}} = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{P_{\text{м.вх}}} \frac{1}{K_p} = \frac{u_{\text{ш.вых}}^2}{u_{\text{ш.н}}^2 K_u^2}, \quad (31)$$

где

$$u_{\text{ш.н}}^2 = 4kTR_n \Delta f; \quad K_u^2 = \frac{u_{\text{с.вых}}^2}{u_{\text{с.вх}}^2}.$$

Отношение $P_{\text{ш.вых}}/P_{\text{ш.вх}}K_p$ является отношением шумовых мощностей на выходе схемы, а отношение $\frac{P_{\text{ш.вых}}/K_p}{P_{\text{ш.вх}}}$ — на входе схемы.

Таким образом, коэффициент шума представляет собой отношение полной мощности шумов в нагрузке к выходной мощности теплового шума, возникающего в сопротивлении источника сигнала.

В режиме согласования

$$P_{\text{ш.вх.макс}} = kT \Delta f;$$

при $T_0 = 300^\circ \text{K}$ $P_{\text{ш.вх}} = 0,41 \cdot 10^{-20} \Delta f$.

Зная коэффициент шума, можно видеть, насколько собственные шумы усилительного каскада ухудшают отношение сигнал/шум на выходе по сравнению с тем же отношением на его входе.

Для линейных каскадов усиления

$$P_{\text{ш.вых}} = P_{\text{ш.вх}}K_p + P_{\text{ш.соб}};$$

$$F = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{P_{\text{ш.вх}}K_p} = 1 + \frac{P_{\text{ш.соб}}}{kT\Delta fK_p}. \quad (32)$$

В случае, если имеется нешумящий усилительный каскад, т. е. $P_{\text{ш.соб}} = 0$, $F_{\text{ид}} = 1$; однако подобный случай на практике не встречается, и F всегда больше единицы.

Для F можно записать также:

$$F = \frac{(P_c/P_{\text{ш.ид}})_{\text{вых}}}{(P_c/P_{\text{ш.реал}})_{\text{вых}}} = \left(\frac{P_{\text{ш.реал}}}{P_{\text{ш.ид}}} \right)_{\text{вых}}. \quad (33)$$

Эти выражения показывают, что существует весьма большое количество различных определений коэффициента шума F . Кстати, помимо термина «коэффициент шума», его называют также комнатным, стандартным, дифференциальным коэффициентом шума, фактором шума и т. д. Кроме того, в различных источниках он выражается в относительных единицах, в децибелах, неперах, kT_0 , $kT_0\Delta f$ и т. п.

Однако, помимо коэффициента шума как основного показателя шумовых свойств, в литературе встречается еще очень большое число (свыше 15) производных терминов — различных коэффициентов шума, которые затрудняют сравнение шумовых свойств усилителей и вносят путаницу в определение понятия коэффициента шума. Приведем основные из них.

Дополнительный, или избыточный коэффициент шума, который показывает, во сколько раз мощность шума исследуемого каскада больше мощности шума источника сигнала:

$$F_{\text{доп}} = F - 1. \quad (34)$$

Усредненный, или интегральный коэффициент шума, иногда применяемый для оценки шума в широкополосных каскадах усиления и являющийся коэффициентом шума, взятым в широкой полосе частот:

$$\bar{F} = \frac{\int_0^{\infty} F(f) K_p(f) df}{\int_0^{\infty} K_p(f) df}. \quad (35)$$

Отсюда видно, что \bar{F} определяется, помимо полосы частот, еще и зависимостью $K_p = \Phi(f)$.

Рабочий, вносимый и действующий коэффициенты шума, соответствующие существующим в проводной связи понятиям о рабочем, вносимом и действующем коэффициентах усиления.

Эквивалентный, или эффективный (модифицированный) коэффициент шума

$$F_{\text{эkv}} = F - 1 + t, \quad (36)$$

где

$$t = \frac{P_{\text{ш.и.вх}}(T \neq T_0)}{P_{\text{ш.и.вх}}(T = T_0)} = \frac{P_{\text{ш.и.вх}}}{kT_0\Delta f}.$$

Реальный коэффициент шума

$$F_{\text{реал}} = \frac{F_{\text{эkv}}}{t}. \quad (37)$$

Собственный коэффициент шума

$$F_{\text{соб}} = F_{\text{реал}} t_{\text{соб}}. \quad (38)$$

Теоретический коэффициент шума, существующий в случае, если сопротивление источника сигнала имеет только тепловые шумы.

Минимальный коэффициент шума, существующий при $R_{\text{и}} = R_{\text{и.опт}}$.

Коэффициент шума при заданной устойчивости $F_{\text{уст}}$, при котором устойчивость системы превышает заданную, и ряд других.

Следует заметить, что знание F еще не определяет полностью шумовых свойств усилителя, так как необходимо знать условия (величину $R_{\text{и}}$, режим работы и др.), в которых была получена эта величина. Исследование зависимости F от различных условий приведено в последующих главах.

Помимо перечисленных выше, в современной технике в некоторых случаях используется еще целый ряд различных шумовых показателей, а именно:

Эквивалентная (или эффективная) шумовая температура, приведенная ко входу усилителя; этот показатель используется обычно в параметрических устройствах сверхвысоких частот и молекулярной электронике. Шумовая температура связана с коэффициентом шума следующим соотношением:

$$T_{\text{э}} = (F - 1) T_0. \quad (39)$$

Соотношение между $T_{\text{э}}$ и F приведено в табл. 2 (при $T_0 = 300^\circ \text{K}$).

Шумовая температура может быть определена как температура равномерно нагретого активного сопротивления, включенного на входе бесшумного (идеального) усилителя и равного его входному сопротивлению, до которой требуется нагреть это сопротивление, чтобы получить на выходе усилителя те же шумы, которые существуют в реальных условиях.

Таблица 2

F	1	3	5	7	10	30	50	70	100
$F, \text{ дБ}$	0	4,8	7	8,4	10	14,8	17	18,4	20
$T_{\text{э}}, ^\circ\text{K}$	0	600	1 200	1 800	2 700	8 700	14 700	20 700	29 700

Таким образом, это понятие является условным и еще более искусственным, чем коэффициент шума. Использование этого понятия не дает особого выигрыша по сравнению с F , за исключением случаев использования его для очень малошумящих устройств, а также сравнения шумовой температуры малошумящего приемника с шумовой температурой антенны и шумовой температурой неба.

Отношение $T_{\text{э}}/T_0$ представляет собой относительную шумовую температуру:

$$n = \frac{T_{\text{э}}}{T_0} = F - 1. \quad (40)$$

При каскадном соединении общая шумовая температура

$$T_{\text{об}} = T_1 + \frac{T_2}{K_{\text{П1}}} + \frac{T_3}{K_{\text{П1}} K_{\text{П2}}} + \dots,$$

где $T_1, T_2, T_3 \dots$ — шумовые температуры отдельных каскадов.

Эквивалентное шумовое сопротивление $R_{\text{ш}}$, включенное на входе цепи, тепловые шумы которого эквивалентны шумам усилителя:

$$R_{\text{ш}} = R_{\text{вх}} (F - 1), \quad (41)$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление каскада.

Подобный параметр используется в основном для ламповых усилителей и преобразовательных схем.

Ток эквивалентного насыщенного диода $I_{\text{эКВ}}$:

$$I_{\text{эКВ}} = \frac{\overline{i_{\text{ш}}^2}}{2q\Delta f}, \quad (42)$$

где $i_{\text{ш}}$ — шумовой генератор тока.

Этот параметр, в частности, используется при описании шумовых свойств предварительных видеоусилителей телевизионных камер, где входной шум усилителя в основном определяется током луча трубки, а также в тех случаях, когда источником сигнала является источник тока; при этом знание $I_{\text{экв}}$ позволяет производить непосредственное сравнение шумов усилителя с шумами передающей трубки.

Шумовая мощность — параметр, используемый в технике проводной связи и представляющий собой уровень приведенной ко входу эквивалентной мощности шумов:

$$P_{\text{ш.вх}} = \frac{P_{\text{ш.внх}}}{K_P}. \quad (43)$$

Отношение сигнал/шум, представляющее собой отношение номинальных мощностей сигнала и шума или квадратов напряжения сигнала и шума на выходе схемы в конкретных рабочих условиях:

$$\left(\frac{u_c}{u_{\text{ш}}} \right)_{\text{внх}} = \left(\frac{u_c}{u_{\text{ш}}} \right)_{\text{вх}} \frac{1}{\sqrt{F}}. \quad (44)$$

Этот показатель применялся до введения понятия о коэффициенте шума и в настоящее время используется в системах радиосвязи при анализе помехоустойчивости, а также в случаях реактивного сопротивления источника сигнала.

Отношение сигнал/шум зависит от уровня входного сигнала, собственных шумов и коэффициента усиления (и, в частности, коэффициента β) используемых транзисторов, шумовых свойств первого каскада усиления и частотной характеристики линейной системы усиления.

Мера шума, предложенная для характеристики шумовых свойств высокочастотных усилителей:

$$M = \frac{(F-1) K_P}{K_P - 1}. \quad (45)$$

Отсюда видно, что этот параметр включает в себя, помимо F еще и величину K_P , причем при больших K_P $M \approx (F-1)$, и, следовательно, определения M и F не отличаются друг от друга.

В двухкаскадном усилителе

$$M = M_1 + \Delta M \frac{K_{P2} - 1}{K_P - 1}, \quad (46)$$

где $\Delta M = M_2 - M_1$; $K_P = K_{P1} K_{P2}$.

Величина M будет минимальной при $M_1 < M_2$. Этот минимум определяется величинами f_T и $r'_c C_K$ или, точнее, коэффициентом $H = \sqrt{8\pi r'_c C_K f_T}$; чем выше H , тем меньшая величина M может быть достигнута на высоких частотах (при $f > f_{\text{макс}}/3$). В области более низких частот $M_{\text{мин}} \rightarrow (F_{\text{мин}} - 1)$.

Для двухкаскадного усилителя, обладающего одинаковыми F и K_P , мера шума всего усилителя соответствует мере шума каждого каскада; при $M_1 \neq M_2$ $M_1 < M < M_2$, что затрудняет сопоставление шумов каскада с шумами усилителя в целом.

Интенсивность шума, или спектральная плотность номинальной мощности шума [Л. 2], представляющая собой абсолютную величину собственного шума усилительного каскада:

$$h = \frac{u_{ш}^2}{4R_{ш}\Delta f}. \quad (47)$$

Интенсивность шума, как и F и K_P , зависит от $R_{ш}$. Для многокаскадного усилителя

$$h = h_1 + \frac{h_2}{K_{P1}} + \frac{h_3}{K_{P1}K_{P2}} + \dots, \quad (48)$$

где $h_1, h_2, h_3 \dots$ — интенсивности шума отдельных каскадов.

Подводя итоги сказанному выше, можно сделать вывод, что выделение из всего многообразия различных показателей шума и использование в качестве основного параметра, характеризующего шумовые свойства транзисторного усилительного каскада, понятия коэффициента шума является в большинстве случаев наиболее удобным, так как позволяет легко сравнивать шумовые свойства различных усилителей (при условии, что известна величина сопротивления источника сигнала $R_{ш}$); кроме того, коэффициент шума достаточно просто связан с чувствительностью усилителя с помощью соотношения (1); в него входят основные параметры, которыми определяются шумы усилительного каскада. Кроме того, этот термин хорошо известен и широко применяется в отечественной и зарубежной технической литературе.

В качестве общего определения коэффициента шума примем следующее: коэффициент шума усилительного каскада при данной частоте входного сигнала представляет собой отношение полной мощности шума от всех источников (или полного среднеквадратичного шумового напряжения) на выходных зажимах схемы к шумовой мощности (или величине среднеквадратичного шумового напряжения), обусловленной тепловым шумом сопротивления источника сигнала при одинаковых температурных условиях измерения на входе и выходе каскада.

Величина температуры T_s сопротивления источника сигнала $R_{ш}$ в процессе определения коэффициента шума F обычно равна комнатной (T_0); в случае, если она отличается от T_0 , новая величина коэффициента шума

$$F' = 1 + \frac{(F-1)T_s}{T_0}.$$

Приведенное выше определение используется для линейных каскадов усиления на одной фиксированной частоте и позволяет не учитывать шумов сопротивления нагрузки. Следует отметить, что шумы активного сопротивления нагрузки в большинстве случаев имеют лишь тепловую составляющую; эта величина по сравнению с величиной шумов, создаваемых в каскадах усиления транзистором, очень мала, и ею обычно пренебрегают.

Величину F целесообразно выражать в относительных единицах (для расчета коэффициента шума многокаскадных усилителей) или в децибелах (при сравнении F отдельных каскадов), причем

$$F_{(\text{дБ})} = 10 \lg F.$$

Среднее значение коэффициента шума не может дать полного представления о шумовых свойствах усилителя в определенном диапазоне частот, особенно если этот диапазон захватывает области низких и высоких частот; кроме того, в широком диапазоне частот изменение коэффициента усиления K_P с частотой также довольно значительно. Для получения оптимальной шумовой характеристики, особенно на высоких и сверхвысоких частотах, где происходит значительное уменьшение K_P по сравнению с областью средних частот, целесообразно учитывать, помимо F , также и величину K_P . Мера шума, учитывающая (достаточно сложно) связь между F и K_P , не имеет прямой связи с чувствительностью и не поддается непосредственным измерениям. Кроме того, как было показано ранее, в двухкаскадном усилителе, например, общая мера шума равна мере шума каждого каскада при $M_1 = M_2$ и находится между значениями M_1 и M_2 при $M_1 \neq M_2$ (независимо от абсолютных величин K_{P1} и K_{P2}), что не позволяет оценить увеличение шума при увеличении числа каскадов.

2. Коэффициент шума транзисторного каскада усиления

Как отмечено ранее, эквивалентные схемы позволяют произвести расчет шумов схемы.

С целью упрощения эквивалентной схемы и расчетов предположим, что в эквивалентной схеме (рис. 22), справедливой как для низких, так и для высоких частот, шумовые генераторы в эмиттерной и коллекторной цепях являются практически некоррелированными. Коэффи-

циент корреляции имеет значительную величину лишь в том случае, если мы имеем дело с транзисторами, обладающими высокими собственными шумами, но их использование в маломощных усилителях нецелесообразно.

На основе указанной эквивалентной схемы пренебрежем зависимостью эмиттерного сопротивления (и, следовательно, эмиттерных шумов) от частоты, а также эффектом модуляции базового сопротивления, которые сравнительно мало влияют на коэффициент шума [Л. 85, 109].

Следует отметить, что указанные предположения оправдываются в диапазоне частот вплоть до f_α (при f_α , составляющей несколько сот мегагерц), т. е. практически во всем диапазоне частот, в котором используются транзисторы в схемах усиления и достаточно хорошо подтверждаются результатами эксперимента [Л. 54, 85].

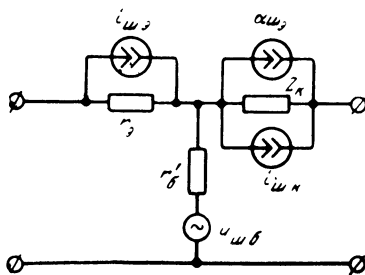


Рис. 32. Т-образная эквивалентная шумовая схема с некоррелированными источниками шума.

Результирующая Т-образная эквивалентная схема, показанная на рис. 32, содержит три некоррелированных источника шума в эмиттерной, коллекторной и базовых цепях, т. е. практически на тех участках эквивалентной схемы, которые участвуют в создании шумов.

Ниже приводится вывод полной формулы для коэффициента шума. Генераторы шума в эквивалентной схеме могут быть представлены следующими соотношениями:

$$\overline{i_{ш.з}^2} = 2qI_3 \Delta f; \quad \overline{i_{ш.к}^2} = 2qI_{экв} \Delta f,$$

где

$$I_{экв} = I_k - |\alpha|^2 I_3 = I_3 (\alpha_0 - |\alpha|^2) + I_{к0};$$

$$\overline{u_{ш.б}^2} = 4kTr'_б \Delta f; \quad \alpha_0 = \frac{I_k - I_{к0}}{I_3} = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1},$$

где β_0 — коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером на низких частотах.

Коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общей базой в диапазоне высоких частот

$$\alpha \approx \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}};$$

при этом

$$|\alpha|^2 = \frac{\alpha_0^2}{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}. \quad (49)$$

Для большинства современных транзисторов предельная частота усиления транзистора по току в схеме с общей базой

$$f_\alpha \approx 1,6 f_T \approx 1,6 |\beta| f_{изм},$$

где $|\beta|$ — модуль коэффициента усиления транзистора в схеме с общим эмиттером, измеренный на частоте $f_{изм}$.

В диапазоне низких частот $f \ll f_\alpha$; $|\alpha|^2 \approx \alpha_0^2$; при $f = f_\alpha$ $|\alpha|^2 = 0,5 \alpha_0^2$.

Таким образом, величина $|\alpha|^2$ в диапазоне от низких частот до предельной частоты f_α изменяется, как $c \alpha_0^2$, где $c = 1 \div 0,5$.

На низких частотах

$$I_{экв} \approx \alpha_0 I_\varepsilon (1 - \alpha_0) + I_{к0}. \quad (50)$$

С ростом частот $I_{экв}$ увеличивается, и при $f = f_\alpha$

$$I_{экв} \approx \alpha_0 I_\varepsilon \left(1 - \frac{\alpha_0}{2}\right) + I_{к0}. \quad (51)$$

Для определения $I_{экв}$ в промежуточной точке частотного диапазона можно воспользоваться формулой

$$\begin{aligned} I_{экв} &\approx \alpha_0 I_\varepsilon \left\{ 1 - \frac{\alpha_0^2}{\alpha_0 \left[1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2 \right]} \right\} + I_{к0} = \\ &= \alpha_0 I_\varepsilon \frac{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2 (1 + \beta_0)}{\left[1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2 \right] (1 + \beta_0)} + I_{к0}. \end{aligned} \quad (52)$$

При использовании эквивалентной схемы, содержащей источники шумовой э. д. с. (в соответствии с определением коэффициента шума, данным выше), показанной на рис. 33, формулы, приведенные ранее, несколько изменятся. При этом

$$\overline{u_{ш.э}^2} = 2kTr_э \Delta f,$$

где $r_э \approx kT/qI_э$;

$$\overline{u_{ш.к}^2} = 2qI_{экв} |Z_к'|^2 \Delta f = 2q |Z_к|^2 [I_э(\alpha_0 - |\alpha|^2) + I_{к0}] \Delta f;$$

$$\overline{u_{ш.б}^2} = 4kTr_б' \Delta f.$$

При выводе формулы необходимо также учесть собственные шумы активного сопротивления источника $R_и$:

$$\overline{u_{ш.и}^2} = 4kTR_и \Delta f.$$

На основании определения коэффициента шума

$$|F| = \frac{\overline{u_{ш.вых}^2}}{\overline{u_{ш.и}^2 (вых)}}.$$

Определим F для схемы включения транзистора с общей базой (ниже будет показано, что для схемы с общим эмиттером получаются аналогичные выражения).

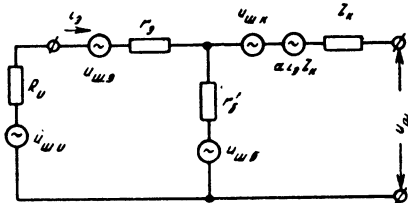


Рис. 33. Эквивалентная шумовая схема, содержащая источники шумовой э. д. с.

Согласно схеме, представленной на рис. 33, шумовой ток в цепи эмиттер — база

$$i_{ш.э} = \frac{u_{ш.и} + u_{ш.э} + u_{ш.б}}{R_и + r_э + r_б'}.$$

В цепи коллектор — база будет протекать часть этого тока, равная $|\alpha| i_{ш.э}$: она будет создавать на выходе напряжение

$$u'_{ш} = |\alpha| i_{ш.э} Z_к,$$

среднеквадратичная величина которого

$$(\overline{u_{ш}^2})' = |\alpha|^2 \overline{i_{ш.э}^2} |Z_к|^2 = |\alpha|^2 |Z_к|^2 \frac{\overline{u_{ш.и}^2} + \overline{u_{ш.э}^2} + \overline{u_{ш.б}^2}}{(R_и + r_б' + r_э)^2}.$$

С учетом источника шума в коллекторной цепи полная величина среднеквадратичного шумового напряжения

$$\overline{u_{ш}^2} = (\overline{u_{ш}^2})' + \overline{u_{ш.к}^2}.$$

Среднеквадратичная величина выходного шумового напряжения, обусловленная тепловыми шумами в сопротивлении источника,

$$\overline{u_{ш.и(ввх)}^2} = \frac{\overline{u_{ш.и}^2} |\alpha|^2 |Z_k|^2}{(R_{и} + r_{э} + r'_{э})^2}.$$

Подставляя полученные результаты в формулу для F , получаем (для коэффициента шума каскада с общей базой):

$$F = \frac{(R_{и} + r_{э} + r'_{э})^2 (A + \beta_0) B}{2\beta_0 r_{э} R_{и}} - \frac{(R_{и} + r'_{э})^2}{2r_{э} R_{и}},$$

где

$$A = 1 + \left(\frac{f}{f_{\alpha}}\right)^2 (1 + \beta_0); \quad B = 1 + \frac{I_{к0} (\beta_0 + 1)}{\beta_0 I_{э}}.$$

После группировки

$$F = \left(1 + \frac{r'_{э}}{R_{и}} + \frac{r_{э}}{2R_{и}}\right) \left(B + \frac{AB}{\beta_0}\right) + \frac{(r'_{э} + R_{и})^2}{2\beta_0 r_{э} R_{и}} [AB + \beta_0 (B - 1)]. \quad (53)$$

Таким образом, коэффициент A определяет в основном частотную зависимость коэффициента шума, а коэффициент B — его температурную зависимость.

В случае $f \ll \frac{f_{\alpha}}{\sqrt{\beta_0 + 1}}$ (диапазон низких и средних частот, где еще не наблюдается увеличения F с ростом частоты) $A \approx 1$.

В случае $I_{к0} \ll I_{э} \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1}$ (обратные коллекторные токи ряда современных транзисторов весьма малы) $B \approx 1$.

При этом в первом случае ($A = 1$)

$$F = \left(1 + \frac{r'_{э}}{R_{и}} + \frac{r_{э}}{2R_{и}}\right) \frac{B(1 + \beta_0)}{\beta_0} + \frac{(R_{и} + r'_{э})^2 [B + \beta_0 (B - 1)]}{2R_{и} r_{э} \beta_0}; \quad (54)$$

во втором случае ($A = 1$; $B = 1$)

$$F_0 = \left(1 + \frac{r'_6}{R_{и}} + \frac{r_9}{2R_{и}}\right) \left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right) + \frac{(R_{и} + r'_6)^2}{2R_{и}r_9\beta_0}; \quad (55)$$

а в случае $\beta_0 \gg 1$; $A = 1$; $B = 1$

$$F_0 = 1 + \frac{r'_6}{R_{и}} + \frac{r_9}{2R_{и}} + \frac{(R_{и} + r'_6)^2}{2R_{и}r_9\beta_0}, \quad (56)$$

при этом

$$F = F_0 + \left(1 + \frac{r'_6}{R_{и}} + \frac{r_9}{2R_{и}}\right) \left(B + \frac{AB}{\beta_0} - 1\right) + \frac{(r'_6 + R_{и})^2}{2R_{и}r_9\beta_0} [AB + \beta_0(B - 1) - 1]. \quad (57)$$

Формулы (53—56) являются основными при проведении дальнейшего анализа зависимости коэффициента шума от собственных параметров транзистора и от внешних рабочих условий.

Глава четвертая

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА И ИХ РАЗБРОСА НА ВЕЛИЧИНУ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА

1. Основные параметры транзистора и их взаимосвязь с коэффициентом шума

Рассмотрим более подробно, как зависит коэффициент шума от основных параметров используемых транзисторов, входящих в формулу (53) — f_α , β_0 , r'_6 , $I_{к0}$ и r_9 .

Частота f_α является предельной частотой усиления при включении транзистора по схеме с общей базой. Она определяет величину F на высоких частотах, и обычно F тем меньше, чем выше f_α — эта зависимость вытекает из формулы (53), где f_α входит в коэффициент A , который уменьшается до 1 при значительном увеличении f_α по сравнению с f . Учет влияния коэффициента A начинается с некоторой определенной частоты f_v , с которой начинается рост F при увеличении частоты. Подробнее эта зависимость будет рассмотрена ниже; здесь можно лишь отметить, что частота f_v прямо пропорциональна f_α , и чем выше f_α , тем выше f_v , т. е. тем шире диапазон частот, в котором ко-

эффицент шума имеет постоянную и минимальную величину.

Параметр β_0 является коэффициентом усиления транзистора по току при его включении по схеме с общим эмиттером. Расчет показывает, что влияние этого коэффициента на общий F (особенно при $\beta_0 \gg 1$) очень незначительно, и изменение его в достаточно широких пределах (порядка $\pm 50\%$) приводит лишь к незначительным (на 5—10%) изменениям F .

Активная составляющая объемного сопротивления базы r'_b является источником тепловых шумов, и их вклад в коэффициент шума будет тем меньше, чем меньше r'_b . Сопротивление r'_b определяется технологией и материалом транзистора и в новейших типах транзисторов, используемых для высокочастотных маломощных усилителей, достигает весьма малой величины. Способов точного определения этого параметра не существует и его наиболее часто определяют косвенным путем, зная значения $r'_b C_k$ и C_k . В связи с наличием емкости $C_{a,k}$, составляющей часть C_k и образованной частью площади коллекторного перехода, равной площади эмиттерного перехода,

$$r'_b = \frac{(r'_b C_k)}{C_{a,k}}.$$

Коэффициент k , являющийся отношением полной емкости коллекторного перехода к активной части этой емкости, составляет для большинства транзисторов типа ГТ313 величину, равную 2—3.

Максимальные величины $r'_b C_k$ и C_k для транзисторов, используемых в высокочастотных схемах, представлены в табл. 3.

Таблица 3

Тип транзистора	$r'_b C_k$, псек	C_k , пф	Тип транзистора	$r'_b C_k$, псек	C_k , пф
ГТ313А	100	2,5	ГТ311А, Б	150	2,5
ГТ313Б	40	2	ГТ311В, Г	200	2,5

Для сверхвысокочастотных маломощных транзисторов эти параметры еще меньше и составляют соответственно 5—10 псек и около 1 пф. Таким образом, величина

r'_6 в этих транзисторах будет весьма незначительна, что позволяет снизить F за счет уменьшения тепловых шумов сопротивления r'_6 . Следует отметить, что зарубежные транзисторы, применяемые в высокочастотных малошумящих схемах, обладают весьма малой величиной параметра $r'_6 C_k$. Так, например, у транзисторов типов AF 106 и AF 109, используемых в телевизионных блоках ПТК на частотах 50—250 МГц, эта величина составляет в среднем 6 псек, а для транзисторов типов AF 139, AF 239, применяемых в блоках настройки диапазона ДМВ (на частотах 400—900 МГц), она снижается до 3 псек.

При постоянной температуре сопротивление эмиттера может быть представлено следующим образом:

$$r'_e = \frac{\varphi_T}{I_e + I_{e0}} = \frac{kT}{q(I_e + I_{e0})},$$

где I_e — ток эмиттера; I_{e0} — обратный ток эмиттерного перехода.

Зависимость F от I_e будет представлена в следующей главе. Здесь можно лишь отметить, что изменение сопротивления r'_e под влиянием тока I_{e0} , являющегося собственным параметром транзистора, очень незначительно, и воздействием его на общий коэффициент шума можно пренебречь.

Влияние обратного тока коллекторного перехода I_{k0} на F сказывается при изменении окружающей температуры, так как с ростом ее I_{k0} увеличивается примерно вдвое на каждые 8—10°С, что ведет к соответствующему увеличению F .

Из формулы (53) видно также, что F в значительной степени определяется величиной сопротивления источника сигнала $R_{\text{и}}$, но последняя зависит от используемой схемы и не зависит от транзистора, и потому ее влияние будет рассмотрено позднее.

2. Оценка влияния разброса параметров на коэффициент шума

Как известно, в связи с технологической неоднородностью используемых материалов и неточным соблюдением геометрических конфигураций при изготовлении транзисторов последние обладают достаточно большим диапазоном разброса параметров. Цель настоящего исследования заключается в определении максимального

изменения F при учете этого разброса и оптимального сочетания параметров, приводящего к получению минимальной величины коэффициента шума или величины F , незначительно отличающейся от $F_{\text{мин}}$.

В качестве основных переменных выберем параметры r'_6 , f_α , β_0 и $I_{\text{к0}}$. Изменение F при изменении $I_{\text{к0}}$ весьма невелико, и поэтому в первом приближении этим параметром можно пренебречь.

Данный анализ целесообразно провести для какого-либо определенного типа транзистора, задаваясь реально существующим разбросом его параметров, поэтому проделаем его для германиевых диффузионно-сплавных транзисторов ГТ313 (типа $p-n-p$), наиболее часто используемых в высокочастотных схемах усиления. Подобный анализ может быть аналогично проделан для любого типа транзисторов; данные, полученные в результате анализа, в основном совпадают с результатами анализа транзисторов других типов.

На рис. 34 показан диапазон разброса основных параметров транзисторов типа ГТ313, реально имеющий место при их производстве. Указанный диапазон разбивается на определенное число равных участков, и в каждом из них находятся средние значения, которые будут являться представителями этих участков. В данном случае используются два участка и получены следующие величины параметров представителей участков:

$$r'_6 = 50 \text{ ом}; \quad r'^+_6 = 110 \text{ ом}; \quad \beta_0 = 100; \quad \beta^+_0 = 200;$$

$$f^-_\alpha = 750 \text{ МГц}; \quad f^+_\alpha = 1250 \text{ МГц}; \quad I^-_{\text{к0}} = 1 \text{ мка};$$

$$I^+_{\text{к0}} = 6 \text{ мка}.$$

Теперь можно составить матрицу, учитывающую все возможные комбинации изменения указанных параметров. Эта матрица будет содержать m^n строк, где m — число участков, n — число параметров (в нашем случае $2^4 = 16$). Эта матрица представлена на рис. 35.

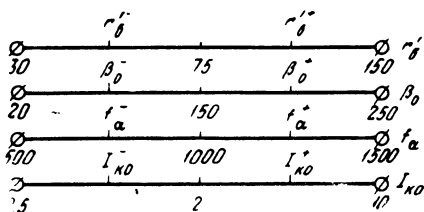


Рис. 34. Диапазон разброса основных параметров транзисторов типа ГТ313.

Для увеличения точности указанный выше диапазон разброса каждого параметра можно было бы разбить не на два, а к примеру, на четыре участка. Пример такого разбиения для параметра β_0 показан на рис. 36, где получены четыре представителя участков: β_0^- , β_0^- , β_0^+ , β_0^+ . Однако при этом матрица будет содержать

$r_{\delta}^{'-}$	t_{α}^{+}	β_0^{+}	$I_{\kappa 0}^{+}$
$r_{\delta}^{'-}$	t_{α}^{+}	β_0^{-}	$I_{\kappa 0}^{+}$
$r_{\delta}^{'-}$	t_{α}^{-}	β_0^{+}	$I_{\kappa 0}^{+}$
$r_{\delta}^{'-}$	t_{α}^{-}	β_0^{-}	$I_{\kappa 0}^{+}$
$r_{\delta}^{'-}$	t_{α}^{+}	β_0^{+}	$I_{\kappa 0}^{-}$
$r_{\delta}^{'-}$	t_{α}^{+}	β_0^{-}	$I_{\kappa 0}^{-}$
$r_{\delta}^{'-}$	t_{α}^{-}	β_0^{+}	$I_{\kappa 0}^{-}$
$r_{\delta}^{'-}$	t_{α}^{-}	β_0^{-}	$I_{\kappa 0}^{-}$
$r_{\delta}^{' +}$	t_{α}^{+}	β_0^{+}	$I_{\kappa 0}^{+}$
$r_{\delta}^{' +}$	t_{α}^{+}	β_0^{-}	$I_{\kappa 0}^{+}$
$r_{\delta}^{' +}$	t_{α}^{-}	β_0^{+}	$I_{\kappa 0}^{-}$
$r_{\delta}^{' +}$	t_{α}^{-}	β_0^{-}	$I_{\kappa 0}^{-}$
$r_{\delta}^{' +}$	t_{α}^{+}	β_0^{+}	$I_{\kappa 0}^{+}$
$r_{\delta}^{' +}$	t_{α}^{+}	β_0^{-}	$I_{\kappa 0}^{+}$
$r_{\delta}^{' +}$	t_{α}^{-}	β_0^{+}	$I_{\kappa 0}^{-}$
$r_{\delta}^{' +}$	t_{α}^{-}	β_0^{-}	$I_{\kappa 0}^{-}$

Рис. 35. Матрица, учитывающая все возможные комбинации изменения параметров.

уже $4^4=256$ строк, учитывающих все возможные комбинации изменяющихся параметров, что значительно осложняет расчет. Использование двух участков вполне достаточно для обеспечения инженерной точности расчета.

Для каждой комбинации параметров, приведенной в матрице, производится расчет в диапазоне частот 50 кГц — 1 000 МГц, где выбраны следующие точки частотного диапазона: 50, 100, 500 кГц, 1, 5, 10, 50, 100, 500, 1 000 МГц; для каждой точки частотного диапазона и для каждой комбинации параметров определяются величины оптимального сопротивления источника сигнала $R_{и.опт}$, а затем при полученном значении $R_{и.опт}$ для той же частоты и комбинации

параметров — соответствующая минимальная величина $F_{мин}$. Расчет этих величин производится с помощью формул, полученных в следующей главе.

Изменение $R_{и.опт}$ и $F_{мин}$ с частотой при указанном выше разбросе параметров транзисторов для различных вариантов разброса (сплошные линии), а также для

средних значений этих параметров (пунктирные линии) представлены на рис. 37 и 38.

Анализ полученных соотношений для коэффициента шума показывает, что в диапазоне средних частот ($f < f_B$, т. е. в котором не наблюдается увеличения F с ростом

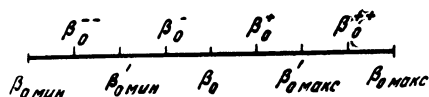


Рис. 36. Пример разбиения пределов разброса параметра β_0 на четыре участка.

частоты) значения F_{\min} примерно одинаковы для всех комбинаций параметров; максимальное изменение F_{\min} по отношению к F_{\min} , рассчитанному для средних значений параметров, не превышает 20—25%. Величина F_{\min} минимальна при 1, 5, 6 и 7 комбинациях параметров, что соответствует малым значениям (т. е. разбросу

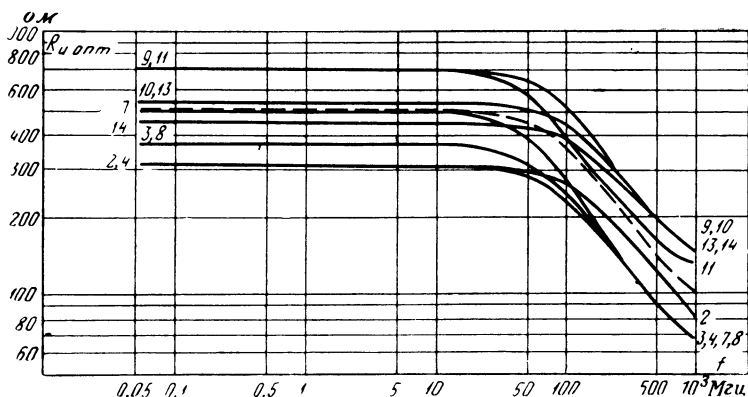


Рис. 37. Изменение $R_{н,опт}$ с частотой при указанном разбросе параметров.

в сторону уменьшения) r'_b и $I_{к0}$ и большим величинам (т. е. разбросу в сторону увеличения) β_0 . Максимум F_{\min} наблюдается для 12, 14, 15 и 16 комбинаций, соответствующих обратным значениям приведенных выше параметров. Величина f_a в этом диапазоне практически почти не влияет на величину F_{\min} .

Таким образом, в диапазоне средних частот разброс параметров транзисторов сравнительно мало влияет на $F_{\text{мин}}$; изменение $F_{\text{мин}}$ по сравнению со значением, полученным при средних величинах параметров, не превышает 25%.

В диапазоне высоких частот (при $f > f_{\text{в}}$, т. е. в области частот, где с ростом f наблюдается увеличение F) от-

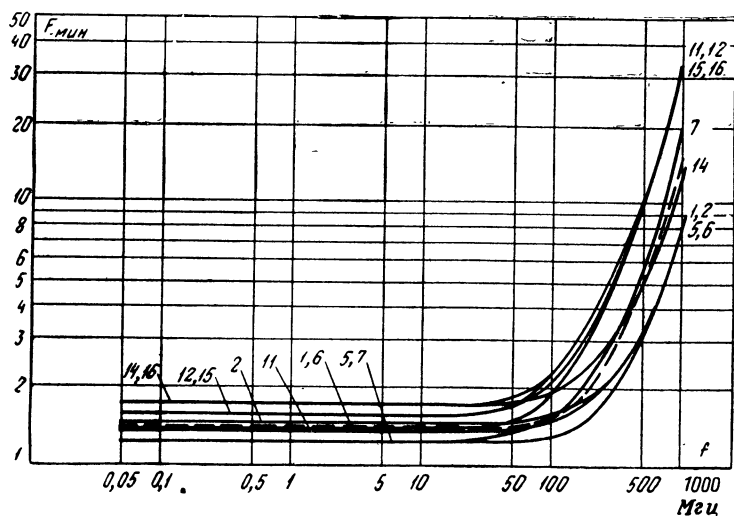


Рис. 38. Изменение $F_{\text{мин}}$ с частотой при указанном разбросе параметров.

дельные значения $F_{\text{мин}}$ при различных комбинациях параметров отличаются друг от друга в 4—5 раз и, следовательно, разброс параметров играет особо важную роль именно в этом диапазоне.

В данном случае минимальная величина $F_{\text{мин}}$ отмечается при использовании 1, 2, 5 и 6 комбинаций параметров (т. е. при малых r'_0 и высоких f_{α}), а максимальная — при использовании 11, 12, 15 и 16 комбинаций, соответствующих обратным значениям этих параметров; разброс β_0 и $I_{\text{к0}}$ на величину $F_{\text{мин}}$ влияет очень незначительно.

Обобщая сказанное выше для диапазонов средних и высоких частот, можно показать, что с целью обеспечения минимально возможной величины F рекомендуется использовать транзисторы с минимально возможными

(в пределах допустимого разброса параметров) значениями r'_b и $I_{к0}$ и высокими величинами β_0 и f_α ; применение транзисторов с обратными значениями указанных параметров ведет к увеличению коэффициента шума, которое особенно значительно на высоких частотах, т. е. при f , близкой к f_α .

Указанный анализ подтверждает приведенные выше рассуждения о влиянии параметров транзисторов на коэффициент шума и позволяет, зная пределы разброса параметров отдельных транзисторов, определить степень изменения F усилительного каскада при том или ином характере разброса, а также оптимальные сочетания параметров, приводящие к получению минимума шума; при этом можно также определить степень изменения F для любого сочетания параметров.

Полученным данные могут быть использованы с целью рационального выбора транзисторов для схем малошумящих транзисторных усилителей, а также при разработке новых типов малошумящих транзисторов.

Глава пятая

ЗАВИСИМОСТЬ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА ОТ ИЗМЕНЕНИЯ ВНЕШНИХ РАБОЧИХ ПАРАМЕТРОВ

В этой главе исследовано влияние различных внешних рабочих параметров, которые не зависят от используемого транзистора и в процессе разработки, проектирования или расчета могут изменяться для обеспечения минимума коэффициента шума. К ним относятся: внешние цепи на входе и выходе каскада (сопротивление источника сигнала и сопротивление нагрузки), режим работы транзистора, рабочая частота и температура, влияние схемы включения транзистора, цепей обратной связи, использование каскодного соединения на входе усилительной схемы и т. д.

1. Влияние схемы включения транзистора на коэффициент шума

Формула (53) для коэффициента шума была выведена в гл. 3 для схемы включения транзистора с общей базой. При изменении схемы включения меняются лишь

входные и выходные электроды эквивалентной схемы, показанной на рис. 33, а положение в ней генераторов шума остается без изменения.

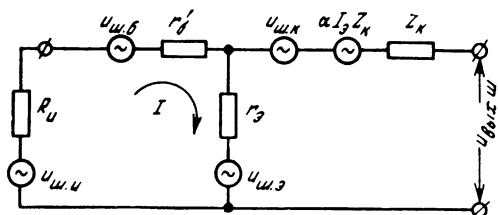


Рис. 39. Эквивалентная шумовая схема для включения транзистора с общим эмиттером.

Рассмотрим эквивалентную шумовую схему для включения транзистора с общим эмиттером (рис. 39). В данном случае

$$u_{\text{вых.ш}} = -u_{\text{ш.э}} + u_{\text{ш.к}} + I(r_э + \alpha Z_к),$$

$$\text{где } I = \frac{u_{\text{ш.э}} + u_{\text{ш.б}} + u_{\text{ш.и}}}{R_и + r'_б + r_э};$$

$$\begin{aligned} u_{\text{вых.ш}} = & -u_{\text{ш.э}} + u_{\text{ш.к}} + \frac{(r_э + \alpha Z_к) u_{\text{ш.э}}}{R_и + r'_б + r_э} + \\ & + \frac{(r_э + \alpha Z_к) u_{\text{ш.б}}}{R_и + r'_б + r_э} + \frac{(r_э + \alpha Z_к) u_{\text{ш.и}}}{R_и + r'_б + r_э} = u_{\text{ш.э}} \frac{\alpha Z_к}{R_и + r'_б + r_э} + \\ & + u_{\text{ш.к}} + u_{\text{ш.б}} \frac{\alpha Z_к}{R_и + r'_б + r_э} + u_{\text{ш.и}} \frac{\alpha Z_к}{R_и + r'_б + r_э}. \end{aligned}$$

Последнее равенство получено при условии, что $(R_и + r'_б) \ll \alpha Z_к$; $r_э \ll \alpha Z_к$. Тогда

$$\overline{u_{\text{вых.ш}}^2} = \frac{|\alpha Z_к|^2}{(R_и + r'_б + r_э)^2} (\overline{u_{\text{ш.э}}^2} + \overline{u_{\text{ш.б}}^2} + \overline{u_{\text{ш.и}}^2}) + \overline{u_{\text{ш.к}}^2}.$$

Значения $\overline{u_{\text{ш.э}}^2}$, $\overline{u_{\text{ш.б}}^2}$, $\overline{u_{\text{ш.и}}^2}$ и $\overline{u_{\text{ш.к}}^2}$ приведены в гл. 3. Подставляя их в формулу, на основании

$$F_э = \frac{\overline{u_{\text{вых.ш}}^2} (R_и + r'_б + r_э)^2}{\overline{u_{\text{ш.и}}^2} |\alpha Z_к|^2}$$

получаем:

$$\begin{aligned} F_э = & \left(1 + \frac{r'_б}{R_и} + \frac{r_э}{2R_и}\right) \left(B + \frac{AB}{\beta_0}\right) + \\ & + \frac{(R_и + r'_б)^2 [AB + \beta_0(B-1)]}{2\beta_0 r_э R_и}. \end{aligned} \quad (58)$$

Из сравнения этой формулы с (53) видно, что они совершенно одинаковы, т. е. $F_3 = F_6$; таким образом, схемы включения с общим эмиттером и общей базой обеспечивают одинаковый коэффициент шума. Это подтверждается также результатами эксперимента.

Эквивалентная схема для включения с общим коллектором показана на рис. 40. Для этой схемы

$$u_{\text{вых.ш}} = u_{\text{ш.э}} - u_{\text{ш.к}} + I(Z_{\text{к}} + \alpha r_{\text{э}}),$$

где

$$I = \frac{u_{\text{ш.н}} + u_{\text{ш.б}} + u_{\text{ш.к}}}{R_{\text{н}} + r'_{\text{б}} + Z_{\text{к}}},$$

$$u_{\text{вых.ш}} = u_{\text{ш.э}} - u_{\text{ш.к}} + \frac{u_{\text{ш.к}}(Z_{\text{к}} + \alpha r_{\text{э}})}{R_{\text{н}} + r'_{\text{б}} + Z_{\text{к}}} +$$

$$+ \frac{u_{\text{ш.б}}(Z_{\text{к}} + \alpha r_{\text{э}})}{R_{\text{н}} + r'_{\text{б}} + Z_{\text{к}}} + \frac{u_{\text{ш.н}}(Z_{\text{к}} + \alpha r_{\text{э}})}{R_{\text{н}} + r'_{\text{б}} + Z_{\text{к}}}.$$

Пренебрегая $\alpha r_{\text{э}} \ll Z_{\text{к}}$ и $(R_{\text{н}} + r'_{\text{б}}) \ll Z_{\text{к}}$, получим:

$$\overline{u_{\text{вых.ш}}^2} = \overline{u_{\text{ш.э}}^2} + \frac{\overline{u_{\text{ш.б}}^2} |Z_{\text{к}}|^2}{(R_{\text{н}} + r'_{\text{б}} + Z_{\text{к}})^2} +$$

$$+ \frac{\overline{u_{\text{ш.н}}^2} |Z_{\text{к}}|^2}{(R_{\text{н}} + r'_{\text{б}} + Z_{\text{к}})^2} + \frac{\overline{u_{\text{ш.к}}^2} (R_{\text{н}} + r'_{\text{б}})^2}{(R_{\text{н}} + r'_{\text{б}} + Z_{\text{к}})^2};$$

$$F_{\text{к}} = \frac{\overline{u_{\text{вых.ш}}^2} (R_{\text{н}} + r'_{\text{б}} + Z_{\text{к}})^2}{\overline{u_{\text{ш.н}}^2} |Z_{\text{к}}|^2} = \left(1 + \frac{r'_{\text{б}}}{R_{\text{н}}} + \frac{r_{\text{э}}}{2R_{\text{н}}}\right) +$$

$$+ \frac{(R_{\text{н}} + r'_{\text{б}})^2}{2r_{\text{э}}R_{\text{н}}} \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} \frac{AB + \beta_0(B - 1)}{A + \beta_0}. \quad (59)$$

Связь между $F_{\text{к}}$ и F_3 может быть дана с помощью выражения

$$F_{\text{к}} = F_3 \left[1 + \frac{\beta_0}{B(\beta_0 + A)} \right] - \frac{(R_{\text{н}} + r'_{\text{б}})^2 [AB + \beta_0(B - 1)]}{2r_{\text{э}}R_{\text{н}}B(\beta_0 + A)} -$$

$$- \frac{\left(1 + \frac{r'_{\text{б}}}{R_{\text{н}}} + \frac{r_{\text{э}}}{2R_{\text{н}}}\right) B\beta_0}{\beta_0 + 1}. \quad (60)$$

В случае $A = B = 1$ и $\beta_0 \gg 1$

$$F_{\text{к}} \approx 1 + \frac{r'_{\text{б}}}{R_{\text{н}}} + \frac{r_{\text{э}}}{2R_{\text{н}}} + \frac{(R_{\text{н}} + r'_{\text{б}})^2}{2\beta_0 r_{\text{э}} R_{\text{н}}} = F_3 = F_6. \quad (61)$$

Таким образом, в области средних частот $F_k \approx F_3 = F_6$ (при условии, что R_k и другие параметры транзистора сохраняются постоянными). Небольшое отклонение от предыдущих схем наблюдается для F_k лишь на высоких частотах (при f , близкой к f_a).

Следовательно, при изменении схемы включения транзистора коэффициент шума на средних частотах практически не изменяется,

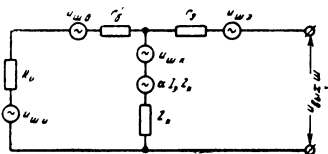


Рис. 40. Эквивалентная шумовая схема для включения транзистора с общим коллектором.

т. е. с точки зрения шумов все три схемы примерно равноценны. Эксперименты показывают, что расхождения между значениями F для трех схем включения не превышают 1 дб.

Однако следует отметить, что схема с общим эмиттером обеспечивает получение наиболее высокого коэффициента усиления K_P ; кроме того, при использовании этой схемы упрощается межкаскадное согласование; для схемы с общим эмиттером входное сопротивление примерно равно величине $R_{и.опт}$, требуемой для получения $F_{мин}$, а величины $R_{и.опт}$, необходимые для получения $F_{мин}$ и $K_{P, макс}$, наиболее близки друг к другу.

Схема включения с общей базой обладает более высокой предельной частотой усиления, высоким коэффициентом устойчивого усиления на высших частотах рабочего диапазона; на величину K_{P6} этой схемы меньше влияет разброс параметров транзисторов при их замене.

Схема с общим коллектором применяется сравнительно редко и используется в основном для согласования каскадов; при этом она включается в середине усилителя и не играет основной роли при расчете его коэффициента шума. В случае использования ее во входном каскаде (например, в схеме видеорусилителя, для которого источником сигнала является передающая трубка) в связи с низкой величиной $K_{Pк}$ возрастает влияние последующих каскадов на общий F , и хотя на высоких частотах ($f \approx f_a$) схема с общим коллектором может обеспечить $F_k < F_3$, использование ее во входном каскаде с точки зрения снижения шумов не имеет смысла, так как ее $K_{Pк}$ будет весьма мал; кроме того, данная схема имеет весьма малый диапазон стабильного усиления.

Расчетные зависимости F от f для различных схем включения показаны на рис. 41.

На высоких частотах схема с общей базой может обеспечить максимальный стабильный коэффициент усиления $K_{РБ} > K_{РЭ}$ и в этом случае ее предпочтительно использовать во входном каскаде.

Таким образом, при работе в области средних частот в качестве входного каскада целесообразно использовать схемы с общим эмиттером, при работе в области высоких частот — схемы с общим эмиттером и общей базой. На сверхвысоких частотах коэффициенты шума схем с общим эмиттером и общей базой будут различны вследствие наличия паразитных элементов корпуса, которые будут иметь различную величину при изменении схемы включения.

При выборе схемы включения необходимо обеспечить компромисс между F , K_P и стабильностью усиления.

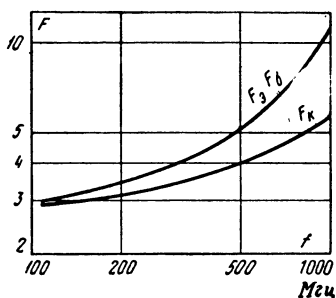


Рис. 41. Зависимость коэффициента шума от частоты для различных схем включения.

2. Зависимость коэффициента шума от сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки

Как видно из (53), одним из основных внешних параметров, определяющих коэффициент шума усилительного каскада, является сопротивление источника сигнала $R_{и}$. На рис. 42 показана зависимость F от $R_{и}$; она имеет параболический характер, причем подобная зависимость сохраняется одинаковой для транзисторов всех типов. Этот же характер зависимости можно проследить с помощью рис. 43, представляя формулу (53) в виде

$$F = a + b + c,$$

где

$$a = \left[1 + \frac{C}{\beta_0} \left(1 + \frac{r'_0}{r_0} \right) \right] \frac{1}{R_{и}};$$

$$c = \frac{CR_{и}}{2\beta_0 r_0};$$

$$b = \left[\left(r'_6 + \frac{r_9}{2} \right) \left(1 + \frac{C}{\beta_0} \right) + \frac{C (r'_6)^2}{2\beta_0 r_9} \right];$$

$$C = AB + \beta_0 (B - 1).$$

Из этих рисунков видно, что при некотором значении $R_{и.опт}$ величина F имеет минимум. Это значение мож-

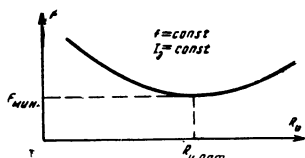


Рис. 42. Зависимость коэффициента шума от сопротивления источника сигнала.

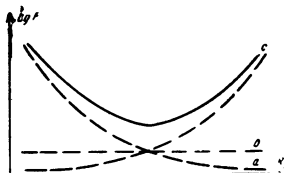


Рис. 43. Представление зависимости $F=f(R_{и})$ в виде суммы трех составляющих.

но определить путем дифференцирования F по $R_{и}$ и приравнивания производной нулю:

$$\frac{\partial F}{\partial R_{и}} = 0;$$

отсюда

$$R_{и.опт} = \sqrt{(r'_6 + r_9)^2 + \frac{r_9 \beta_0 (r_9 + 2r'_6)}{C}}. \quad (62)$$

Для схемы с общим коллектором в диапазоне $f < f_\alpha$ величина $R_{и.опт}$ незначительно отличается от $R_{и.опт}$ для схем с общей базой и общим эмиттером. Для этой схемы

$$R_{и.опт} = \sqrt{(r'_6)^2 + \frac{r_9' (r_9 + 2r'_6) (\beta_0 + 1) (A + \beta_0)}{\beta_0 C}}. \quad (63)$$

В дальнейшем мы ограничимся рассмотрением коэффициента шума каскадов с включением транзистора по схемам с общей базой и общим эмиттером. С небольшими отклонениями полученные результаты будут в основном справедливы и для схемы включения с общим коллектором.

В области средних частот $A \approx 1$, и в случае $B \approx 1$

$$R_{и.опт} \approx \sqrt{r_9 (1 + \beta_0) (r_9 + 2r'_6) + (r'_6)^2}. \quad (64)$$

При $f = f_\alpha$ и $\beta_0 \gg 1$

$$R_{и.опт} = \sqrt{[V\sqrt{2}r_9 + (\sqrt{2}+1)r'_6][V\sqrt{2}r_9 + (\sqrt{2}-1)r'_6]}. \quad (65)$$

Подставляя величину $R_{и.опт}$ в формулу (53), получаем:

$$F_{мин} = 1 + \frac{(r'_б + r_э + R_{и.опт}) C}{\beta_0 r_э}. \quad (66)$$

Минимум функции $F = f(R_{и})$ выражен неясно, и при достаточно больших изменениях $R_{и}$ в обе стороны от $R_{и.опт}$ величина F незначительно увеличивается по сравнению с $F_{мин}$. Так, например, для транзисторов типа ГТ313 увеличение $F_{мин}$ на 1 дБ происходит при изменении $R_{и}$ вдвое по сравнению со значением, требуемым для получения $F_{мин}$.

Связь между F , $F_{мин}$, $R_{и}$ и $R_{и.опт}$ может быть выражена с помощью следующей формулы, полученной на основании формул (53), (62), (66):

$$F = \left(1 + \frac{r'_б + \frac{r_э}{2}}{R_{и}}\right) \left(1 + \frac{C}{\beta_0}\right) + \frac{(R_{и} + r'_б)^2}{R_{и.опт} + r'_б + r_э} \frac{F_{мин} - 1}{2R_{и}}. \quad (67)$$

В случае, если сопротивление источника сигнала значительно отличается от $R_{и.опт}$, необходимо использовать на входе каскада усиления согласующие широкополосные трансформаторы с минимальными потерями и собственными шумами.

Таким образом, изменением $R_{и}$ можно добиться снижения коэффициента шума. Однако при этом следует соблюдать условия устойчивости и достижения определенного коэффициента усиления и полосы пропускания каскада. Из рис. 44 можно видеть, насколько изменится F при изменении $R_{и}$. Следует также учесть, что изменение $R_{и}$ влияет на выходное сопротивление каскада, что нарушает условия его согласования с последующим каскадом.

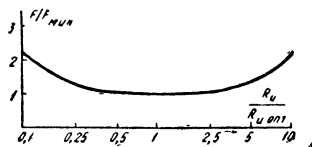


Рис. 44. Зависимость между F , $F_{мин}$, $R_{и}$ и $R_{и.опт}$.

Величины $R_{и.опт}$ в схемах включения с общим эмиттером и общей базой одинаковы, однако для схемы с общим эмиттером $R_{и.опт}$ наиболее близко к величине входного сопротивления каскада и, как будет показано ниже,

к величине сопротивления источника, требуемого для получения от каскада максимального усиления по мощности, что особенно важно на высоких частотах.

Рассмотрим изменение $R_{и.опт}$ с частотой. Согласно выражению (62) с ростом частоты величина $R_{и.опт}$ уменьшается. Эта зависимость для транзисторов типа ГТ313 показана на рис. 45. Изменение $R_{и.опт}$ с частотой обус-

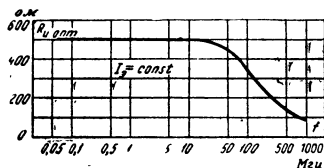


Рис. 45. Зависимость $R_{и.опт}$ от частоты для транзисторов типа ГТ313.

ловлено изменением с частотой входного импеданса схемы. Из рисунка видно, что с некоторой частоты, составляющей примерно $0,01 f_{\alpha}$, начинается снижение $R_{и.опт}$. Кроме того, с ростом f , помимо уменьшения $R_{и.опт}$, происходит также увеличение $F_{мин}$. Эти результаты хоро-

шо согласуются с экспериментальными данными. Эксперимент показал, что для различных типов высокочастотных транзисторов значения $R_{и.опт}$ примерно одинаковы (различия обычно не превышает 10—15%), так как, к примеру, снижение $R_{и.опт}$ для транзистора с малым сопротивлением $r'_{б}$ компенсируется увеличением $R_{и.опт}$ за счет увеличения β_0 этих транзисторов.

При увеличении частоты от диапазона средних частот f_{α} до $f = f_{\alpha}$ коэффициент $A = 1 + (f/f_{\alpha})^2 (1 + \beta_0)$ изменяется от 1 до $\beta_0 + 2$, т. е. фактически (при $\beta_0 \gg 1$) увеличивается на величину β_0 ; в соответствии с этим на такую же величину уменьшается второй член подкоренного выражения формулы (62) для $R_{и.опт}$ (при $B \approx 1$).

В общем случае для получения от усилительного каскада максимального коэффициента усиления по мощности его входное сопротивление должно быть равно сопротивлению источника сигнала, причем $R_{и}$ для обеспечения максимального K_P не совпадает с $R_{и}$ для получения $F_{мин}$. Поэтому при использовании для входного каскада величины $R_{и.опт}$, необходимой для обеспечения минимума коэффициента шума, происходит неизбежная потеря усиления, а при использовании $R_{и.опт}$, необходимого для получения максимума K_P , — увеличение коэффициента шума. Таким образом, при выборе сопротивления источника сигнала (в случае возможности его изменения) необходимо идти на компромисс между тре-

бованиями обеспечения низкого F и высокого K_p . При этом величина $R_{и}$ для получения максимума K_p различна для трех схем включения.

В схеме с общим эмиттером

$$R_{и.опт F} \approx R_{вх.э} = R_{и.опт K_p};$$

в схеме с общей базой

$$R_{и.опт F} > R_{вх.б} = R_{и.опт K_p};$$

в схеме с общим коллектором

$$R_{и.опт F} < R_{вх.к} = R_{и.опт K_p}.$$

Для этих же схем включения в диапазоне средних частот

$$R_{вх.э} = r'_б + r_э(1 + \beta_0); \quad R_{вх.б} = r_э + \frac{r'_б}{(1 + \beta_0)};$$

$$R_{вх.к} = r'_б + (1 + \beta_0)r_к.$$

Отсюда видно, что максимально приближается к случаю $R_{и.опт F} = R_{вх} = R_{и.опт K_p}$ схема включения транзистора с общим эмиттером. Для остальных схем включения величина $R_{и.опт}$ должна выбираться между значениями $R_{и.опт F}$ и $R_{и.опт K_p}$. Замена в них

$R_{и}$ на $R_{и.опт F}$ ведет к потере усиления порядка 1—2 дб. Кроме того, как было показано выше, небольшое отклонение $R_{и}$ от $R_{и.опт F}$ не влечет за собой значительного изменения F .

Величина $R_{и.опт}$ зависит, помимо частоты, от тока эмиттера, так как от него зависит входное сопротивление каскада. Обычно этой зависимости уделяется весьма мало внимания, что может привести к значительным ошибкам при расчете малошумящих усилителей. Эта зависимость представлена на рис. 46.

В ряде случаев сопротивление источника сигнала для конкретных рабочих условий является заданным; тогда получить $F_{мин}$ путем изменения $R_{и}$ до $R_{и.опт}$ невозможно, и для снижения коэффициента шума следует использо-

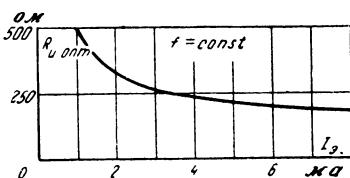


Рис. 46. Зависимость $R_{и.опт}$ от тока эмиттера.

вать регулировку тока эмиттера, позволяющую соответствующим образом изменить $R_{и.опт}$. Знание указанных зависимостей $F=f(R_{и})$ и $R_{и}=f(I_a)$ позволяет более точно производить выбор оптимальных условий работы усилительного каскада, обеспечивая получение минимального F , что особенно важно при внутривыходных испытаниях и позволяет повысить процент выхода годных транзисторов, так как измерения F при некоторой стандартной величине $R_{и}$, которые обычно ведутся в настоящее время, дают часто необоснованные искажения шумовых свойств усилительных каскадов.

Рассуждения, приведенные выше, относились к источнику сигнала, имеющему чисто активное выходное сопротивление. Однако можно показать, что в связи с тем, что входное сопротивление усилительного каскада обладает определенной реактивностью (особенно на высоких и сверхвысоких частотах), источник сигнала также должен обладать некоторым реактивным сопротивлением, которое должно компенсировать реактивную часть входного сопротивления каскада, т. е. при $Z_{и}=R_{и}+jX_{и}$ и $Z_{вх}=R_{вх}+jX_{вх}$

$$R_{и}=R_{вх}; \quad X_{и}=-X_{вх}.$$

При этом источник будет отдавать номинальную мощность, а шумы будут близки к минимуму.

Существуют также источники сигнала, обладающие достаточно большим реактивным сопротивлением (например, емкостные микрофоны, магнитные головки и т. п.). Согласно [Л. 72] формула для коэффициента шума с учетом реактивности источника сигнала

$$\begin{aligned} F &= 1 + \frac{r'_6 + \frac{r_9}{2}}{R_{и}} \left(1 + \frac{R_{и}^2}{X_{и}^2} \right) + \frac{f}{f_a} \frac{R_{и}}{X_{и}} + \\ &+ \frac{1 + \frac{f^2}{f_a^2} \beta_0}{\beta_0 r_9} \left\{ r'_6 \left(1 + \frac{r'_6}{2R_{и}} \right) + \frac{R_{и}}{2} \left[1 + \frac{(r'_6)^2}{X_{и}^2} \right] \right\} = \\ &= 1 + \frac{r'_6 + \frac{r_9}{2}}{R_{и}} \left(1 + \frac{R_{и}^2}{X_{и}^2} \right) + \frac{f}{f_a} \frac{R_{и}}{X_{и}} + \\ &+ \frac{1 + \frac{f^2}{f_a^2} \beta_0}{2\beta_0 R_{и} r_9} \left[(R_{и} + r'_6)^2 + (r'_6)^2 \frac{R_{и}^2}{X_{и}^2} \right]. \end{aligned} \quad (68)$$

В ряде случаев изменение F с учетом реактивной составляющей незначительно, и ее можно не учитывать.

Исследования показывают, что коэффициент шума не зависит от изменения сопротивления нагрузки, так как вклад шумов нагрузочного сопротивления очень мал. Кроме того, этот же вывод вытекает и из определения коэффициента шума. Это позволяет выбирать любые значения R_n , обеспечивающие оптимальные характеристики усилительного каскада с точки зрения максимума усиления. Однако при этом следует учесть, что изменение R_n ведет к изменению входного сопротивления каскада и, следовательно, меняет условия его согласования с источником сигнала.

Если транзисторный усилитель, расположенный на входе приемника, имеет несколько резонансных избирательных цепей, то его коэффициент шума несколько увеличивается за счет потерь сигнала в этих цепях

$$F_{\text{общ}} = F \left(1 + \frac{R_n}{R_{\pi}} \right), \quad (69)$$

где R_{π} — сопротивление потерь входной цепи. Поэтому при выборе входной цепи необходимо учитывать тот факт, что она, помимо обеспечения требуемых избирательности, чувствительности и коэффициента передачи, также должна обеспечить минимум коэффициента шума.

В некоторых случаях сопротивлением источника сигнала для транзисторного усилителя является волновое сопротивление кабеля, подключенного к его входу (например, в случае использования антенного усилителя, включенного между телевизионной антенной и входом телевизионного приемника). При этом особое значение приобретает вопрос размещения усилителя. Наилучшим вариантом с точки зрения уменьшения шумов и потерь сигнала является расположение усилителя непосредственно у антенны. В этом случае по кабелю передается сигнал с достаточно большим уровнем, который менее подвержен влиянию помех и искажений. При расположении усилителя около телевизора упрощается проблема питания усилителя; но за счет шумов кабеля, определяемых потерями в нем, уменьшается отношение сигнал/шум на входе телевизора.

Таким образом, следует всегда стремиться использовать усилительный каскад при оптимальной величине R_n в данных рабочих условиях, что позволяет получить для этого каскада минимальный коэффициент шума.

3. Зависимость собственных шумов от режима работы транзистора

Режим работы транзистора в схеме усилительного каскада в значительной степени влияет на коэффициент шума усилителя, так как воздействует одновременно как на собственные шумы транзистора, так и на его коэффициент усиления. При этом

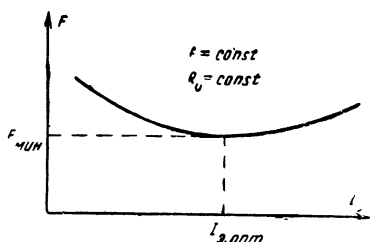


Рис. 47. Зависимость коэффициента шума от тока эмиттера.

основными факторами, воздействующими на параметры транзистора, являются ток эмиттера $I_э$ и напряжение на коллекторе $U_к$. Рассмотрим влияние каждого из них более подробно.

Зависимость F от $I_э$ видна из формулы (53), где величина $r_э \approx kT/qI_э$; эта зависимость показана

на рис. 47. Как видно из этого рисунка, существует некоторая оптимальная область значений $I_э$, в которой F имеет минимальную величину или незначительно от нее отличается (минимум размыт). При увеличении или уменьшении $I_э$ по сравнению с $I_{э.опт}$ происходит рост F , причины которого будут рассмотрены ниже.

Чтобы получить значение $I_{э.опт}$ при $B=1$, используем формулу (53); после необходимых преобразований найдем:

$$r_{э.опт} = (r'_э + R_н) \sqrt{\frac{A}{A + \beta_0}}; \quad I_{э.опт} = \frac{kT \sqrt{A + \beta_0}}{q \sqrt{A} (R_н + r'_э)} \quad (70)$$

(предполагалось, что зависимость других параметров, входящих в формулу для F , от $I_э$ незначительна, и ее можно не учитывать).

Для транзисторов типа ГТ313 на частоте 100 МГц $r_{э.опт} \approx 17,5 \text{ ом}$, что соответствует $I_{э.опт} \approx 1,5 \text{ ма}$.

Подставляя значение $r_{э.опт}$ в формулу (53), найдем значение $F'_{мин}$, соответствующее оптимальной величине тока эмиттера $I_{э.опт}$ (при $B \approx 1$):

$$F'_{мин} = \left(1 + \frac{r'_э}{R_н}\right) \left(\frac{A + \beta_0}{\beta_0}\right) + \frac{(A + \beta_0) r_{э.опт}}{2\beta_0 R_н} =$$

$$= \frac{A + \beta_0}{\beta_0 R_{\text{н}}} \left(R_{\text{н}} + r'_6 + \frac{r_{\text{э.опт}}}{2} \right). \quad (71)$$

Расчет дает величину $F_{\text{мин}} = 2,73 = 4,35 \text{ дБ}$.

При $B \neq 1$ формулы для $r_{\text{э.опт}}$ и $F'_{\text{мин}}$ значительно усложняются.

При выводе предыдущих формул предполагалось, что $R_{\text{н}} = \text{const} \neq f(I_{\text{э}})$ и $\beta_0 \neq f(I_{\text{э}})$. Расчет по формуле (70) показывает, что с ростом частоты величина $I_{\text{э.опт}}$ уменьшается (это же отмечается в некоторых работах, например, [Л. 67]). Однако результаты эксперимента показывают, что с ростом частоты величина $I_{\text{э.опт}}$ остается постоянной или несколько увеличивается. Причиной подобного расхождения являются принятые выше допущения. Строго рассуждая, режим работы транзистора (и, в частности, $I_{\text{э}}$) влияет не только на $r_{\text{э}}$; от него зависят также r'_6 , β_0 , f_{α} , и для определения оптимального $I_{\text{э}}$ надо было бы учесть зависимость всех этих параметров от тока. Однако это приводит к весьма сложной зависимости.

Расчет зависимости $F = f(I_{\text{э}})$ с учетом изменения всех параметров, т. е. при подстановке для каждого значения $I_{\text{э}}$ соответствующих величин параметров, показал, что для транзисторов ГТ313 на средних частотах $I_{\text{э.опт}} \approx 1 \div 3 \text{ ма}$; на высоких частотах эта величина составляет $2 \div 4 \text{ ма}$. Указанные величины хорошо совпадают с результатами эксперимента.

Формулу (53) можно представить в виде

$$F = a' + b' + c',$$

где

$$a' = \left(1 + \frac{r'_6}{R_{\text{н}}} \right) \left(1 + \frac{A}{\beta_0} \right); \quad b' = \frac{r_{\text{э}}}{2R_{\text{н}}} \left(1 + \frac{A}{\beta_0} \right);$$

$$c' = \frac{A(R_{\text{н}} + r'_6)^2}{2R_{\text{н}}\beta_0 r_{\text{э}}}$$

и по результатам расчета построить график, показанный на рис. 48.

В связи с тем, что коэффициент шума зависит не только от $I_{\text{э}}$, но и от $R_{\text{н}}$, необходимо сначала путем изменения $R_{\text{н}}$ достичь $F_{\text{мин}}$ при $R_{\text{н}} = R_{\text{н.опт}}$, а затем изменением режима улучшить значение $F_{\text{мин}}$ при $I_{\text{э.опт}}$ и соответственно выбранном ранее $R_{\text{н.опт}}$.

Величины I_3 и $R_{и}$ являются основными «внешними» параметрами, определяемыми используемой схемой и влияющими на коэффициент шума, и потому представляет интерес нахождение $R'_{и.опт}$ при $I_{3.опт}$ и $F''_{мин}$ при $I_{3.опт}$ и $R_{и.опт}$; эти формулы позволяют получить минимальный коэффициент шума при использовании оптимального режима и сопротивления источника:

$$R'_{и.опт} = r'_6 \sqrt{\frac{\beta_0}{A}}; \quad (72)$$

$$F''_{мин} = 1 + \frac{A \left[r_3 + r'_6 \left(1 + \sqrt{\frac{\beta_0}{A}} \right) \right]}{\beta_0 r_3}. \quad (73)$$

При выводе этих формул предполагалось, что $B=1$ и что зависимость других параметров, входящих в (53), от I_3 незначительна.

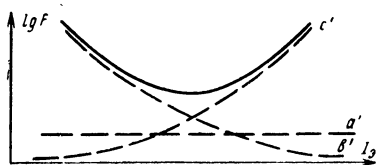


Рис. 48. Представление зависимости $F=f(I_3)$ в виде суммы трех составляющих.

Задача определения F в зависимости от этих параметров может быть значительно облегчена путем построения расчетных графиков, упрощающих и ускоряющих расчет.

В качестве примера на рис. 49 приведена графическая зависимость F от I_3 и $R_{и}$ для различных частот. Она была рассчитана для транзисторов типа ГТ313 при следующих усредненных их параметрах: $r'_6=50$ ом; $\beta_0=150$; $f_\alpha=1\,000$ Мгц.

Аналогичные графики можно построить для любого типа транзисторов, используя рис. 50 и расчетные формулы

$$I_3 \approx \frac{kT}{qr_3}; \quad r_3 = -p \pm \sqrt{p^2 - q'};$$

$$p = R_{и} + r'_6 - \frac{\beta_0 R_{и} F}{C + \beta_0};$$

$$q' = \frac{C(r'_6 + R_{и})^2}{C + \beta_0}; \quad R_{и.мин} = \frac{1}{S} (\sqrt{U^2 - VS} - U);$$

$$S = \left(\frac{\beta_0 F}{C + \beta_0} - 1 \right)^2 - \frac{C}{C + \beta_0};$$

$$U = r'_6 \left(1 - \frac{C + \beta_0 F}{C + \beta_0} \right); \quad V = (r'_6)^2 \frac{\beta_0}{C + \beta_0}.$$

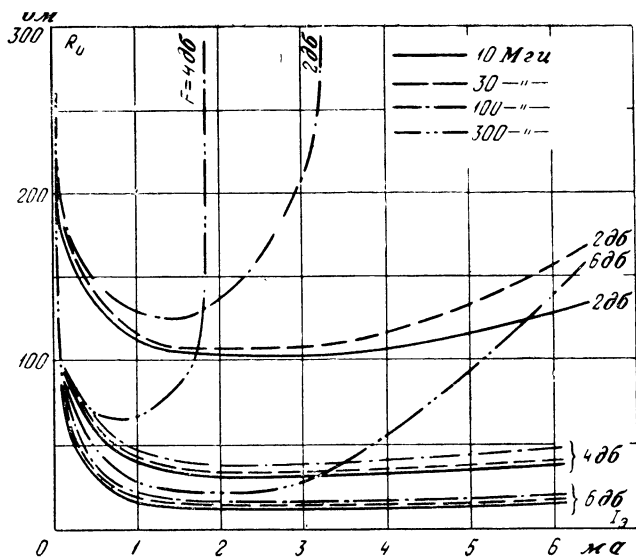


Рис. 49. Зависимость F от $R_{и}$, $I_{э}$ и f для транзисторов типа ГТ313.

Порядок расчета и построения следующий: для любой величины F определяем значение $R_{и.мин}$; затем, задаваясь $R_{и} > R_{и.мин}$ (рис. 50), находим два значения $r_{э} — r_{э1}$ и $r_{э2}$, которые пересчитываются в $I_{э1}$ и $I_{э2}$. В точке 3 величина $r_{э.опт} = -r$.

Графический метод расчета может также облегчить нахождение значений $F_{мин}$ при условии использования оптимальной величины сопротивления источника $R_{и.опт}$. При этом

$$R_{и.опт} = \frac{\beta_0 r_{э}}{C} (F_{мин} - 1) - (r'_{б} + r_{э}).$$

Вернемся теперь к анализу зависимости коэффициента шума от режима работы транзистора.

Рост коэффициента шума при $I_{э} > I_{э.опт}$ (рис. 47) обусловлен одновременным увеличением шумов, пропорциональных току (поверхностные и дробовые шумы эмиттерного перехода), и снижением коэффициента уси-

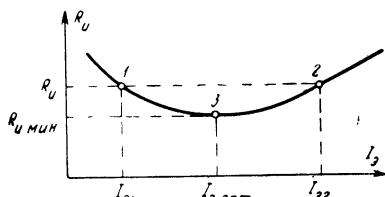


Рис. 50. Пояснение принципа построения расчетного графика $F = f(I_{э}, R_{и}, f)$.

ления транзистора β_0 (рис. 51). Кроме того, при больших токах заметно уменьшаются граничные частоты сверхвысокочастотных транзисторов, что обусловлено расширением нейтральной базовой области с ростом тока, а также эффектом насыщения в переходной области коллектора.



Рис. 51. Зависимость β_0 от тока эмиттера.

При снижении тока ниже $I_{э.опт}$ также происходит уменьшение β_0 (из-за увеличения рекомбинационного процесса в области эмиттерного перехода), и, хотя шумы

при этом тоже уменьшаются, снижение β_0 происходит быстрее, что и ведет к увеличению F . Кроме того, при малых токах на F оказывают значительное влияние поверхностные шумы и шумы утечки. Начальный участок зависимости $\beta_0 = f(I_э)$ при токе эмиттера до 10 ма, т. е. в тех пределах, в которых обычно используются транзисторы в усилительных схемах, удовлетворительно аппроксимируется зависимостью

$$\left(\frac{\beta_2}{\beta_1}\right)^2 = \frac{I_{э2}}{I_{э1}}. \quad (74)$$

Таким образом, с точки зрения минимума шума целесообразно работать при очень больших или очень малых токах.

Однако существует целая область электроники — микромощная электроника, в которой схемы используются в режиме малых токов (порядка десятков и сотен микроампер). Для снижения коэффициента шума в этом режиме необходимо использовать транзисторы с малыми значениями $I_{к0}$ и высокими величинами β_0 , т. е. кремниевые планарные транзисторы. Увеличение β_0 возможно путем выбора геометрии транзистора, при которой отношение периметра поверхности перехода к площади самого перехода будет минимальным и ток рекомбинации, обусловленный центрами рекомбинации, расположенными вблизи поверхности эмиттерного перехода, будет мал.

Эксперимент показывает, что на высоких частотах зависимость коэффициента шума от тока эмиттера становится более слабой (рис. 52).

При исследовании зависимости F от I_3 необходимо учесть также, что от I_3 зависит и K_P , так как усилитель с малыми шумами будет бесполезен, если его коэффициент усиления мал (об этом уже говорилось выше), и величина I_3 должна удовлетворять требованиям получения малого F и высокого K_P , что особенно важно в диапазоне высоких частот. Это относится в основном к первым каскадам, определяющим величину коэффициента шума в многокаскадных усилителях. Для последующих каскадов, шумы которых мало влияют на общий коэффициент шума, величина I_3 должна выбираться из условия обеспечения максимума коэффициента усиления K_P .

В некоторых практических схемах, например, в блоках ПТК диапазона метровых волн и в блоках настройки диапазона дециметровых волн, используемых в телевизионных приемниках, часто применяется автоматическая регулировка усиления (АРУ) путем изменения эмиттерного тока, протекающего через входной каскад усиления сигнала. Независимо от способа регулировки — прямого или обратного — в этом каскаде при изменении величины входного сигнала происходит изменение тока в достаточно широких пределах, причем максимум усиления каскада (и, следовательно, всего блока в целом) соответствует определенной величине I_3 ; усиление уменьшается при регулировке I_3 в обе стороны от $I_{3, \text{опт}}$ (рис. 53). Необходимо отметить, что величины $I_{3, \text{опт}}$ (при которой F минимален) и $I'_{3, \text{опт}}$ (при которой усиление максимально) несколько отличаются друг от друга, причем для большинства отечественных высокочастотных малощумящих транзисторов величина $I'_{3, \text{опт}}$ выше $I_{3, \text{опт}}$, и установка режима по минимуму F ведет к потере усиления, а по максимуму K_P — к увеличению F .

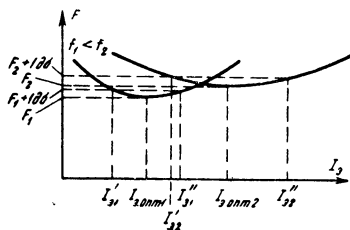


Рис. 52. Влияние частоты на зависимость F от I_3 .

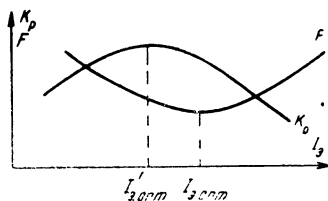


Рис. 53. Зависимость коэффициента усиления K_P от тока эмиттера.

Как было показано, изменяя I_0 , мы можем достаточно легко изменять и коэффициент шума усилительного каскада. Оптимальная величина I_0 зависит от частоты и типа транзисторов и для маломощных транзисторов последних выпусков составляет примерно 1—3 *ма* в диапазонах низких и средних частот и 2—4 *ма* в диапазоне высоких частот. В результате наличия указанного оптимума в процессе производства транзисторов

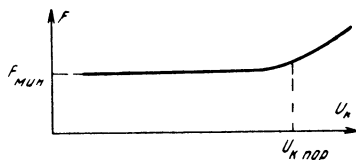


Рис. 54. Зависимость коэффициента шума от коллекторного напряжения.

необходимо для каждого их типа указывать оптимальную рабочую точку, обеспечивающую минимальную величину F .

Зависимость коэффициента шума от коллекторного напряжения U_k показана на рис. 54. При малых U_k $F \approx \text{const}$, но, начиная с некоторого значения $U_{k.\text{пор}}$, величина которого в зависимости от типа транзистора колеблется от 8 до 12 *в* (для маломощных низкошумящих транзисторов), начинается рост F , скорость которого определяется конструкцией и типом используемого транзистора. Это увеличение связано с ростом поверхностных шумов коллекторного перехода при увеличении U_k . Зависимость F от U_k и величина $U_{k.\text{пор}}$ (т. е. U_k , при котором начинается рост F) почти не меняются с частотой (в качестве $U_{k.\text{пор}}$ примем величину напряжения, при котором значение коэффициента шума увеличивается на 1 *дб* по сравнению со своим значением при более низких напряжениях).

Для транзисторов типа ГТ313 величина $U_{k.\text{пор}}$ составляет 12—15 *в*, т. е. лежит близко к предельно допустимым значениям. Учитывая, что с точки зрения надежной работы транзистора величины напряжений в схеме не должны превышать 0,8 предельно допустимого значения (т. е. в данном случае 10 *в*), можно сказать, что во всем диапазоне напряжений, рекомендуемых для надежной работы транзистора в схеме усилительного каскада, величина коэффициента шума будет практически постоянной.

Таким образом, для обеспечения минимума F необходимо работать при $|U_k| \leq 10 \div 12$ *в*, что в большинстве транзисторных усилительных схем выполняется. В этом диапазоне можно считать, что $F = \text{const}$.

4. Зависимость коэффициента шума от частоты

Рассматривая зависимость коэффициента шума усилительного каскада от частоты, показанную на рис. 55, можно видеть, что она делится на три различные области.

В первой из них — назовем ее условно областью низких частот — F уменьшается с ростом f , во второй — средних частот — $F = \text{const}$ и в третьей области — высо-

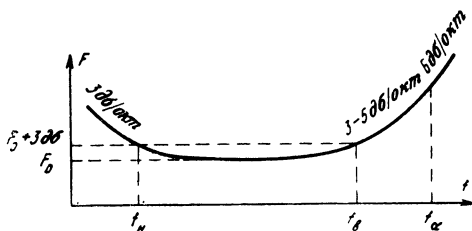


Рис. 55. Зависимость коэффициента шума от частоты.

ких частот — F увеличивается с ростом f (это область, близкая к граничной частоте усиления транзистора).

В качестве границ разделения этих областей примем частоты f_n и f_b . Как будет показано ниже, эти частоты не являются стабильными, а могут изменяться в довольно широких пределах в зависимости от типа транзистора и режима его работы.

Рассмотрим более подробно причины и характер изменения коэффициента шума в указанных областях.

Область низких частот ($0 \leq f \leq f_n$). В ней коэффициент шума обратно пропорционален частоте: $F \sim 1/f^n$, где $n \approx 1$; наклон кривой при $n=1$, в соответствии с линейной зависимостью F от f , составляет 3 дБ/окт. В действительности величина n может изменяться в небольших пределах и составляет 0,9—1,2. На весьма низких частотах (порядка тысячных долей герца) n становится меньше единицы, так как в противном случае шумовая мощность стремилась бы к бесконечности. Точное значение частоты, соответствующей точке перехода от $n=1$ к $n < 1$, еще находится в стадии исследования. Здесь необходимо отметить, что в литературных источниках нет единого мнения о величине n ; так, например, некоторые авторы указывают минимальное значение $n_{\text{мин}} = 0,6$ и максимальное значение $n_{\text{макс}} = 2,6$.

Значительное возрастание F на низких частотах обусловлено влиянием фликкер-шума (см. гл. 2), который в данном диапазоне превышает по величине дробовый и тепловой шум. Следовательно, величина F на низких частотах обусловлена материалом и поверхностными свойствами полупроводника.

Частота f_n является одной из характеристик фликкер-шума и соответствует частоте, на которой этот вид шума на 3 дБ превышает величину дробового и теплового шумов, имеющих белый спектр (рис. 55). Эта частота несколько увеличивается с ростом эмиттерного тока. Обычно f_n для различных типов транзисторов изменяется от 100 гц до 100 кгц. Кроме того, значение f_n определяется величиной β_0 (при больших β_0 f_n растет).

Точной формулы для расчета F на низких частотах не существует, но с достаточной степенью точности можно воспользоваться следующей формулой:

$$F = F_0 \left(1 + \frac{f_n}{f} \right), \quad (75)$$

где F_0 — коэффициент шума в области средних частот, определяемый по формуле (55); f — частота измерения.

Согласно определению f_n , при $f = f_n$

$$F_{нч (дБ)} = F_{(дБ)} + 3 \quad \text{или} \quad F_{нч} = 2F_0.$$

При использовании транзисторов в усилительных каскадах низкой частоты следует выбирать транзисторы с минимально возможной частотой f_n , обеспечивающие минимум F в диапазоне $f > f_n$. В случае, если каскад используется в диапазоне частот, большем f_n , шумы низкочастотной области можно не учитывать.

Следует отметить, что у высокочастотных транзисторов (например, типа ГТ313) величина f_n довольно высока (порядка десятков килогерц) и перекрывает область звуковых частот, потому их нельзя использовать в малошумящих усилительных каскадах низкой частоты.

Область средних частот. Как видно из рис. 55, в этой области коэффициент шума не зависит от частоты. Шумы в ней имеют белый спектр. Это диапазон частот, в котором величина F минимальна и который, следовательно, наиболее благоприятен для работы усилителей с точки зрения обеспечения минимума шума.

В этом диапазоне дробовые и тепловые шумы значительно превышают величину фликкер-шума, и потому последним можно пренебречь.

Протяженность этого диапазона весьма высока и простирается от f_n до f_v , которая, как будет показано ниже, составляет примерно $(0,1—0,2)f_\alpha$. При этом отношение f_v/f_n для лучших типов транзисторов может составлять порядка 1 000.

В связи с тем, что $f \ll f_\alpha$,

$$\left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2 (1 + \beta_0) \ll 1 \text{ (т. е. } A \approx 1) \text{ и}$$

$$F_{сч} = F_0 = \left(1 + \frac{r'_0}{R_n} + \frac{r_0}{2R_n}\right) \left(B + \frac{B}{\beta_0}\right) + \frac{(R_n + r'_0)^2 [B + \beta_0(B - 1)]}{2\beta_0 r_0 R_n}.$$

Область высоких частот. Эта область до сих пор исследована сравнительно мало. В ней, как и на средних частотах, основную роль играют дробовые и тепловые шумы, имеющие равномерный спектр в интересующем нас диапазоне частот ($f \leq f_\alpha$). Основной причиной увеличения коэффициента шума в области высоких частот является снижение в этом диапазоне коэффициента усиления каскада (и в частности, коэффициента передачи транзистора по току β). Уменьшение β при увеличении f происходит довольно резко, причем зависимости $|\beta| = \varphi_1(f)$ и $F = \varphi_2(f)$ имеют взаимнообратный характер (рис. 56). С ростом частоты возрастают шумы, связанные с явлениями рекомбинации носителей и разделения токов. На высоких частотах y -параметры транзистора становятся комплексными и изменяются с частотой (рис. 57—64), что ведет к нарушению согласования каскада с источником сигнала и нагрузкой и соответствующему росту F .

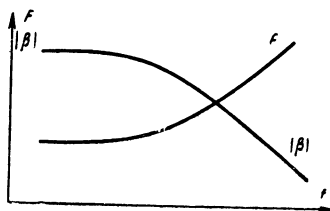


Рис. 56. Зависимость $|\beta|$ от частоты.

На высоких частотах коэффициент передачи транзистора по току в схеме с общей базой

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}} e^{-jm \frac{f}{f_\alpha}}, \quad (76)$$

где коэффициент m отражает влияние дрейфа поля в области базы транзистора; при $f < f_\alpha$

$$e^{-jm \frac{f}{f_\alpha}} \approx 1 \text{ и } \alpha \approx \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}};$$

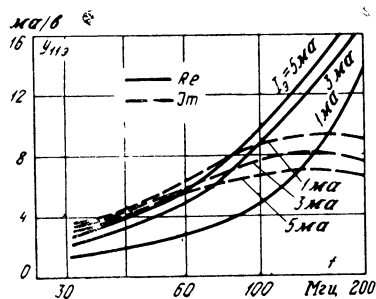


Рис. 57.

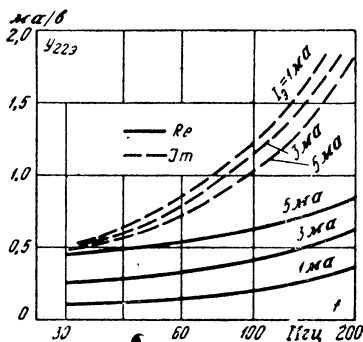


Рис. 58.

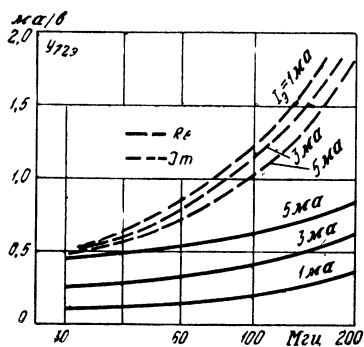


Рис. 59.

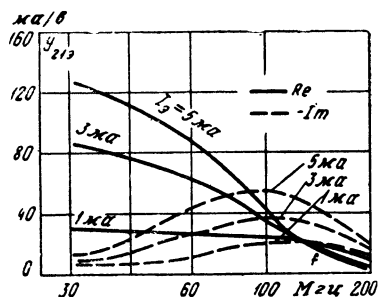


Рис. 60.

Рис. 57—60. y -параметры транзисторов типа ГТЗ13 для схемы включения с общим эмиттером.

аналогично

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

В качестве частоты f_β , с которой начинается рост F , примем частоту, на которой F увеличивается на 3 дБ по сравнению с величиной F_0 (см. рис. 55).

В этом диапазоне следует пользоваться полной формулой для коэффициента шума:

$$F_{вч} = \left(1 + \frac{r'_0}{R_{и}} + \frac{r_0}{2R_{и}}\right) \left(1 + \frac{C}{\beta_0}\right) + \frac{C(R_{и} + r'_0)^2}{2\beta_0 r_0 R_{и}}$$

В частном случае ($r'_0 = R_{и}$; $r_0 = R_{и}/2$)

$$F \approx 2,25 + 6,25 \frac{C}{\beta_0}$$

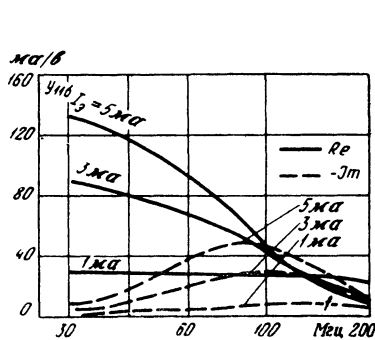


Рис. 61.

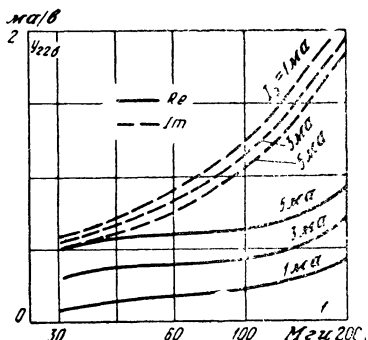


Рис. 62

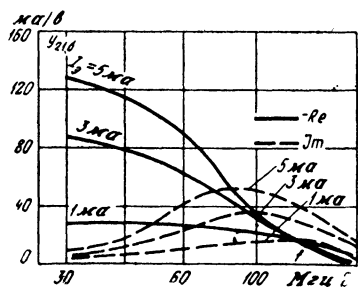


Рис. 63.

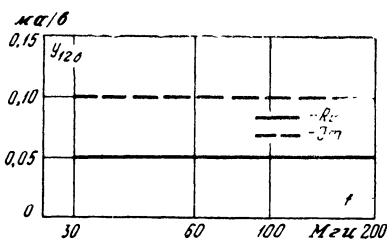


Рис. 64.

Рис. 61—64. y -параметры транзисторов типа ГТ313 для схемы включения с общей базой.

Величина f_v может быть найдена путем приравнивания $F' = 2F_0$, где

$$F' = \left(1 + \frac{r'_6}{R_{и}} + \frac{r_9}{2R_{и}}\right) \left(1 + \frac{C'}{\beta_0}\right) + \frac{C' (R_{и} + r'_6)^2}{2\beta_0 r_9 R_{и}};$$

$$C' = A'B + \beta_0 (B - 1); \quad A' = \left(1 + \frac{f_s}{f_\alpha}\right) (1 + \beta_0);$$

отсюда

$$f_v = f_\alpha \sqrt{\frac{r_9 (2R_{и} + 2r'_6 + r_9) + (R_{и} + r'_6)^2 \left[1 - \frac{\beta_0}{B(1 + \beta_0)}\right]}{(R_{и} + r_9 + r'_6)^2}}. \quad (77)$$

При $r_9 \ll (R_{и} + r'_6)$

$$f_v \approx f_\alpha \sqrt{\frac{2r_9 B(1 + \beta_0) + (R_{и} + r'_6) [B + \beta_0 (B - 1)]}{B(1 + \beta_0) (R_{и} + r'_6)}}. \quad (78)$$

В литературе [Л. 71, 80, 85, 88] приводится формула

$$f_v \approx f_\alpha \sqrt{1 - \alpha_0} \approx \frac{f_\alpha}{\sqrt{1 + \beta_0}} \approx \sqrt{f_\alpha f_\beta},$$

которая является приближенной, так как она справедлива при работе с большим сопротивлением источника сигнала, в режиме больших токов и при использовании транзисторов с малыми β_0 и высокими r'_6 , что является неприемлемым для высокочастотных каскадов усиления с малыми шумами.

При работе транзисторов в схемах усиления высокой частоты величина f_v должна быть максимально высокой.

Частота f_v зависит от I_9 и увеличивается с ростом тока (аналогичный характер имеет зависимость f_α от I_9). При этом необходимо обеспечить компромисс между требованиями сравнительно малого I_9 для получения малого F и большого I_9 для увеличения f_v .

Для получения малого коэффициента шума на высоких частотах, как уже было показано в гл. 4, необходимо использовать транзисторы с высокой f_α , малым r'_6 и т. д. Кроме того, при выборе транзисторов для схем малошумящих усилителей желательно, чтобы верхний предел усиливаемого диапазона частот не превышал величину f_v , так как при $f > f_v$ наблюдается рост F и снижение K_p .

Общий коэффициент шума F в диапазоне частот, в котором транзистор может быть использован как усилительный прибор ($f \leq f_\alpha$), изменяется со скоростью, составляющей в зависимости от частоты 3—5 дБ/окт (см. рис. 55). Это же подтверждается экспериментально. Рост F со скоростью 6 дБ/окт начинается при $f \geq f_\alpha$, т. е. на частотах, где усилительные свойства транзистора не используются.

В некоторых зарубежных источниках [Л. 53, 88] рекомендуется в формуле (53) вместо параметра f_α использовать параметр f_T . Частота f_T есть произведение $|\beta| \times f_{\text{изм}}$, где $|\beta|$ — модуль коэффициента усиления транзистора по току, измеренный на определенной частоте $f_{\text{изм}}$. Обычно считают, что для высокочастотных транзисторов $f_\alpha = (m+1)f_T$, где $m=0 \div 0,6$ (этот коэффициент обусловлен технологией транзистора). Для транзисторов типа ГТ313 на частоте 100 МГц $|\beta| = 3 \div 10$; для транзисторов ГТ311 $|\beta| = 3 \div 7$. Следует отметить, что экспериментальные результаты наиболее близки к расчетным при использовании в указанной формуле [и соответственно в формуле (53) для F] параметра f_α .

Указанные выше $F_{\text{вч}}$ или $F_{\text{нч}}$ справедливы для какой-либо определенной частоты (в диапазоне $f_{\text{н}}—f_{\text{в}}$ $F_0 \approx \text{const}$). Если необходимо определить коэффициент шума в диапазоне частот $f_1—f_2$, вычисляют интегральный коэффициент шума $F_{\text{инт}}$ (см. гл. 3) или находят среднюю частоту этого диапазона (принимая, что полоса пропускания имеет прямоугольную форму)

$$f_{\text{ср}} = \frac{f_2 - f_1}{\ln \frac{f_2}{f_1}}$$

и определяют $F_{\text{ср}}$ на этой частоте.

В связи с изменением коэффициента шума в диапазонах $f < f_{\text{н}}$ и $f > f_{\text{в}}$ значение F в определенной точке указанного диапазона может значительно отличаться от $F_{\text{инт}}$ или $F_{\text{ср}}$, и потому последние нельзя считать точными показателями шума. Особенно это заметно в том случае, когда диапазон работы усилителя захватывает две области изменения коэффициента шума с частотой, например области низких и средних частот или средних и высоких частот. В диапазоне $f_{\text{н}}—f_{\text{в}}$ $F_{\text{ср}} = F_0 = F_{\text{инт}}$.

В узкополосных усилителях промежуточных и высоких частот полоса пропускания $\Delta f' = f_2 - f_1$ обычно мала по сравнению со средней частотой этого диапазона, и изменение F в полосе незначительно.

Для транзисторов, работающих в диапазоне сверх-высоких частот, паразитные параметры корпуса (в частности, индуктивности выводов) приводят к появлению паразитного резонанса, частота которого обусловлена величиной паразитных параметров, предельной частотой усиления транзистора и режимом его работы:

$$f_p \approx \sqrt{\frac{kTf_T}{2\pi qI_K(L_3 + L_6 + L_K)}}. \quad (79)$$

При $L_3 = L_6 = L_K = 1$ нгн, $I_3 = 1$ ма, $f_T = 1,5$ Ггц, $f_p \approx 2$ Ггц. Влиянием паразитных параметров можно пренебречь при $f \leq 0,5f_p$.

Таким образом, с целью получения минимального коэффициента шума усилительного каскада необходимо использовать в нем транзисторы с максимально возможной (для данной области применения) частотой f_a и работать в диапазоне частот $f \leq f_b$, где величина F равна F_0 или незначительно от него отличается.

5. Воздействие окружающей температуры на коэффициент шума

Влияние температуры на коэффициент шума проявляется в изменении под ее воздействием ряда параметров транзистора, входящих в формулу (53) для F (в частности, I_{K0} и β_0).

Как указано ранее, величина обратного тока коллекторного перехода I_{K0} в среднем удваивается при увеличении температуры на каждые 10°C . Подобная закономерность наблюдается как для германиевых, так и для кремниевых транзисторов, но величина I_{K0} в последних значительно меньше, чем в германиевых, и потому применение их в усилителях, работающих при относительно высоких температурах, позволяет несколько снизить величину коэффициента шума.

Следует отметить, что с изменением температуры меняется и ряд других параметров транзистора, входящих в формулу (53), и, в частности, β_0 и r_3 . При этом изменение β_0 с температурой компенсирует некоторое увеличение F при возрастании температуры под влия-

нием роста $I_{к0}$, и без большой погрешности величину F в рабочем диапазоне температур ($-20 \div +60^\circ \text{C}$ для большинства германиевых транзисторов) можно считать примерно постоянной величиной.

От температуры зависит также величина $R_{и.опт}$, однако это изменение весьма невелико и при отклонении от нормальной температуры ($+20^\circ \text{C}$) на $\pm 40^\circ$ не превышает 5—7%.

6. Влияние обратной связи на коэффициент шума

В радиоэлектронных схемах часто применяется обратная связь (обычно отрицательная), позволяющая улучшить качественные показатели усилительных схем: повысить стабильность коэффициента усиления и снизить его зависимость от разброса параметров транзисторов при их замене, уменьшить искажения сигнала (в том числе и нелинейные), наводки, пульсации и т. п. Для исследования влияния обратной связи на коэффициент шума усилительного каскада рассмотрим наиболее общий случай — применение последовательной цепи обратной связи по напряжению.

Исходя из формулы для коэффициента шума

$$F = \frac{(u_c/u_{ш})_{вх}^2}{(u_c/u_{ш})_{вых}^2},$$

в первом приближении сигнал и шум при прохождении через каскад усиления с обратной связью подвергаются одинаковому преобразованию, и потому их отношение сохраняется постоянным, т. е. $F = \text{const}$.

Действительно, из рис. 65 с учетом обратной связи

$$u_{вых} = \frac{Ku_{вх}}{1 - K\beta},$$

где β — коэффициент передачи петли обратной связи;
 K — коэффициент усиления каскада;

$$u_{вх} = u_{с.вх} + u_{ш.вх}.$$

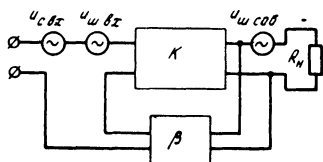


Рис. 65. Усилительный каскад с петлей обратной связи.

Собственные шумы каскада усиления можно представить в виде генератора шума, включенного на выходе каскада. Тогда

$$u_{\text{вых}} = \frac{K(u_{\text{с.вх}} + u_{\text{ш.вх}})}{1 - K\beta} + \frac{u_{\text{ш.сб}}}{1 - K\beta} = \frac{Ku_{\text{с.вх}}}{1 - K\beta} + \frac{Ku_{\text{ш.вх}} + u_{\text{ш.сб}}}{1 - K\beta},$$

где первый член представляет собой $u_{\text{с.вых}}$, а второй — $u_{\text{ш.вых}}$. С учетом цепи обратной связи

$$\begin{aligned} F_{\text{о.с}} &= \frac{u_{\text{с.вх}}^2 (1 - K\beta)^2 (Ku_{\text{ш.вх}} + u_{\text{ш.сб}})^2}{u_{\text{ш.вх}}^2 K^2 u_{\text{с.вх}}^2 (1 - K\beta)^2} = \\ &= \frac{(Ku_{\text{ш.вх}} + u_{\text{ш.сб}})^2}{u_{\text{ш.вх}}^2 K^2} = F. \end{aligned} \quad (80)$$

Таким образом, величина F с учетом обратной связи сохраняется такой же, как и без ее учета, и можно сделать вывод, что обратная связь непосредственно не воздействует на коэффициент шума.

Однако при внимательном рассмотрении оказывается, что влияние обратной связи на F проявляется косвенным путем — изменяя K_P , обратная связь ведет к изменению влияния коэффициентов шума отдельных каскадов в схеме многокаскадного усилителя. Ограничимся простейшим случаем двухкаскадного усилителя, для которого справедлива формула

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{P1}}.$$

Введение обратной связи в первый каскад воздействует на K_{P1} , изменяя величину F . Кроме того, под влиянием обратной связи изменяется входное сопротивление усилителя:

$$Z_{\text{вх.ос}} = Z_{\text{вх}}(1 - K\beta),$$

что нарушает условия согласования $Z_{\text{вх}}$ с $R_{\text{и}}$ с точки зрения обеспечения минимума шума. В зависимости от величины и знака обратной связи величина $Z_{\text{вх}}$ может изменяться в довольно широких пределах. Правда, обратная связь при условии отсутствия согласования может оказать и полезное влияние — обеспечить равенство $R_{\text{вх}} = R_{\text{и.опт}}$ и, следовательно, несколько уменьшить F , однако подобный способ определяется конкретной схемой и конкретными условиями ее работы. Величины $F_{\text{мин}}$ и $R_{\text{и.опт}}$ под действием обратной связи не изменятся.

Введение обратной связи во второй каскад изменяет K_{P2} и величину F_2 в результате изменения входного сопротивления второго каскада и появления рассогласования между $R_{и.опт}$ для второго каскада и $R_{вх2}$.

Цепь обратной связи в схеме усилителя и, в частности, входящие в ее состав активные сопротивления $R_{о.с}$ являются источником собственных шумов, определяемых по формуле Найквиста. Эквивалентная схема каскада с учетом шумов цепи обратной связи показана на рис. 66.

Здесь $i_{ш.о.с}$ — эквивалентный шумовой генератор тока, $Z_{о.с}$ — бесшумное сопротивление цепи обратной связи.

Используя метод переноса генератора тока во входную цепь, пересчитаем генератор $i_{ш.о.с}$ в генератор $i'_{ш.о.с}$, включенный на входе каскада:

$$i'_{ш.о.с} = 1 + \frac{y_{11} + y_{и}}{y_{21}} i_{ш.о.с}.$$

Формула для коэффициента шума, выведенная на основании представленной эквивалентной схемы, получается весьма громоздкой и неприменимой для инженерных расчетов. Так как величина шумов сопротивления цепи обратной связи обычно незначительна, с целью упрощения расчета ею в первом приближении можно пренебречь.

Глава шестая

ШУМЫ МНОГОКАСКАДНЫХ СХЕМ

1. Влияние количества каскадов на коэффициент шума

Формула

$$F = \frac{(P_c/P_{ш})_{вх}}{(P_c/P_{ш})_{вых}} = 1 + \frac{P_{ш.соб}}{K_P P_{ш.вх}}$$

может быть использована для определения F схемы усиления, включающей два и более каскадов.

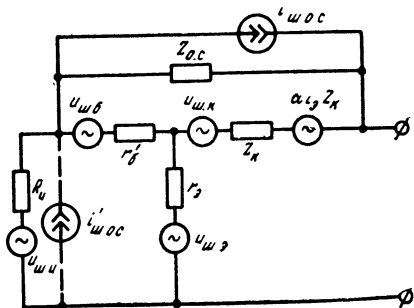


Рис. 66. Эквивалентная схема каскада с учетом шумов цепи обратной связи.

Для двухкаскадного усилителя, рассматривая его как эквивалентный шумящий четырехполюсник, показанный на рис. 67, при условии равенства шумовых полос отдельных каскадов $\Delta f_1 = \Delta f_2$ (что в большинстве случаев выполняется на практике) и согласования каскадов друг с другом, а также первого каскада с источником сигнала

$$F = \frac{P_{с.вх1}}{P_{ш.вх1}} \frac{P_{ш.вх2}}{P_{с.вх2}} = \frac{P_{с.вх1}}{P_{ш.вх1}} \frac{P_{ш.вх1} K_{P1} K_{P2} + P_{ш1} K_{P2} + P_{ш2}}{P_{с.вх1} K_{P1} K_{P2}} =$$

$$= 1 + \frac{P_{ш1}}{P_{ш.вх1} K_{P1}} + \frac{P_{ш2}}{P_{ш.вх1} K_{P1} K_{P2}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{P1}}. \quad (81)$$

В случае

$$\Delta f_1 \neq \Delta f_2$$

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{P1}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1}.$$

Рассуждая аналогично, для многокаскадного усилителя коэффициент шума

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{P1}} + \frac{F_3 - 1}{K_{P1} K_{P2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{K_{P1} K_{P2} \dots K_{P(n-1)}}. \quad (82)$$

В случае отсутствия согласования [Л. 23]

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{P1}} \frac{q_2}{q_1} + \frac{F_3 - 1}{K_{P1} K_{P2}} \frac{q_3}{q_1} + \dots, \quad (83)$$

где $q_1, q_2, q_3 \dots$ — коэффициенты межкаскадного несогласования, представляющие собой отношение мощности полезного сигнала, фактически поступающей на

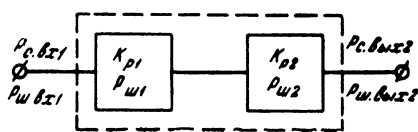


Рис. 67. Блок-схема двухкаскадного усилителя.

вход транзистора, к наибольшей мощности этого сигнала, которая может быть подана на вход транзистора при полном его согласовании со входной цепью.

Таким образом, F всего усилителя всегда больше F одного каскада, в частности, входного.

В связи с тем, что обычно величины $K_{P1}, K_{P2} \dots$ достаточно большие, в формуле (82) можно ограничиться тремя (а при значительной величине K_{P1} и двумя) первыми членами. Тогда

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{P1}}.$$

об F отн:ед

$$16 + 40 \quad \boxed{\frac{F-1}{K_p}}$$

26 Кр оти ед

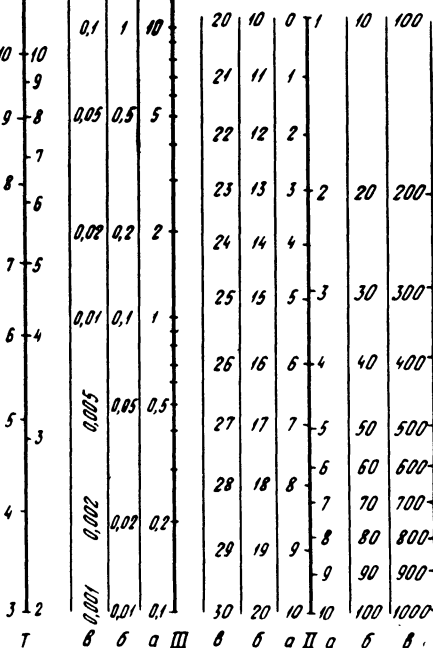


Рис. 68. Номограмма, облегчающая расчет F многокаскадных усилителей.

тами K_P и F , можно использовать номограмму, показанную на рис. 68. Она позволяет, зная F и K_P для каждого из каскадов, определить значения $\frac{F-1}{K_P}$ и затем, суммируя их, получить общий F .

В качестве примера рассмотрим последовательность определения F четырехкаскадного усилителя со следующими параметрами: $F_1=6$ дб; $K_{P1}=10$ дб; $F_2=7$ дб; $K_{P2}=8$; $F_3=6$; $K_{P3}=7$ дб; $F_4=9$; $K_{P4}=9$ дб. Предполагается, что $\Delta f_1=\Delta f_2=\Delta f_3=\Delta f_4$.

Для данного усилителя

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{P1}} + \frac{F_3 - 1}{K_{P1}K_{P2}} + \frac{F_4 - 1}{K_{P1}K_{P2}K_{P3}}.$$

Для расчета переводим F_1 в безразмерный параметр по шкале I; получаем первый член уравнения — $F_1=4$; определяем второй член уравнения, откладывая на шкале I $F_2=7$ дб и на шкале IIa $K_{P1}=10$ дб; соединяя эти точки, получаем на шкале IIIa величину $\frac{F_2-1}{K_{P1}}=0,4$; определяем третий член уравнения, откладывая на шкале I $F_3=6$ и на шкале IIб $K_{P1}K_{P2}=10 \cdot 8=80$; соединяя эти точки, получим на шкале IIIб $\frac{F_3-1}{K_{P1}K_{P2}}=0,0625$; определяем четвертый член уравнения, откладывая на шкале I $F_4=9$ и на шкале IIв K_P (дб) $=K_{P1}$ (дб) $+K_{P2}$ (дб) $+K_{P3}$ (дб) $=10+9+9=28$ дб; соединяя полученные точки, находим на шкале IIIв $\frac{F_4-1}{K_{P1}K_{P2}K_{P3}}=0,0126$; суммируем полученные значения:

$$F = 4 + 0,4 + 0,0625 + 0,0125 = 4,475 = 6,5 \text{ дб}.$$

На примере этого расчета видно, что для обеспечения инженерной точности достаточно использовать два первых члена формулы, т. е. учесть шумы двух первых каскадов; при этом $F \approx 4,4 = 6,43$ дб. Ошибка не превышает 1,5—2%.

Рассмотрим, какой должна быть величина K_{P1} для того, чтобы можно было пренебречь шумами всех остальных каскадов, кроме первого. При этом

$$F_1 \gg \frac{F_2 - 1}{K_{P1}}; \text{ отсюда } K_{P1} > \frac{F_2 - 1}{F_1}. \quad (84)$$

Если известны F , F_1 и F_2 , то величина

$$K_{P1} = \frac{F_2 - 1}{F - F_1}. \quad (85)$$

В случае, если диапазон частот усилителя приближается к граничной частоте усиления транзистора, величина K_{P1} уменьшается, при этом приходится учитывать шумы последующих каскадов.

При расчете коэффициента шума многокаскадного усилителя и выборе соответствующих K_P должно соблюдаться условие устойчивости для усилителя и отдельных составляющих его каскадов.

Таким образом, если имеются два каскада, обладающие различными F и K_P , то в качестве первого каскада всегда следует включить тот из них, который для данных конкретных условий ($R_{и}$, режима и др.) обеспечивает минимальный F и максимальный K_P .

В случае $K_{P1} = K_{P2} = \dots = K_{Pn}$ и $F_1 = F_2 = \dots = F_{\min}$ формула (82) упростится

$$F = F_{\min} + \frac{F_{\min} - 1}{K_P} + \frac{F_{\min} - 1}{K_P^2} + \dots = 1 + (F_{\min} - 1) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{K_P^{n-1}}.$$

Тогда

$$\frac{F - 1}{F_{\min} - 1} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{K_P^{n-1}}. \quad (86)$$

Эта зависимость для различных n построена на рис. 69, из которого видно, что величина F при $K_P \geq 5$ почти не зависит от числа каскадов.

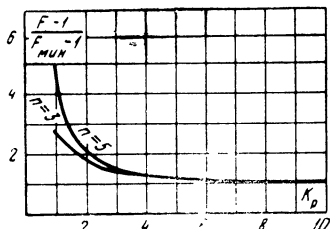


Рис. 69. Зависимость коэффициента шума многокаскадного усилителя от числа каскадов.

2. Каскодный усилитель и его коэффициент шума

Частным типом каскадного соединения четырехполосников, представляющих собой отдельные каскады усилителя, является каскодная схема, включающая в се-

бя два каскада на транзисторах с непосредственной связью между ними.

Наличие реактивной проводимости y_{12} (и, в частности, емкости между коллектором и базой транзистора) ведет к появлению внутренней обратной связи с выхода транзистора на его вход. Эта связь имеет наибольшую величину в диапазоне высоких частот, что ухудшает характеристики усилительного каскада в этом диапазоне — уменьшает коэффициент усиления и ведет к взаимовлиянию $Z_{вх}$ и $Z_{нагр}$, а также $Z_{вых}$ и $Z_{н.}$

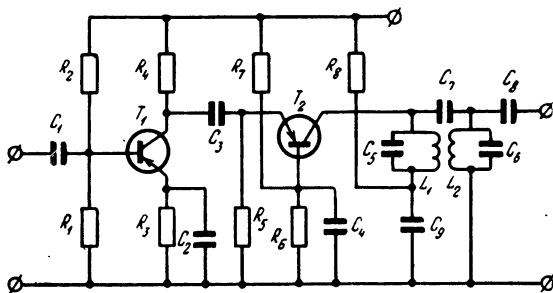


Рис. 70. Каскодное соединение транзисторов.

Одним из наиболее часто встречающихся методов устранения значительной внутренней обратной связи является использование цепей нейтрализации, вносящих внешнюю обратную связь противоположного знака и компенсирующих тем самым влияние внутренней обратной связи. Однако в этом случае необходимо тщательно подбирать для настройки схемы нейтрализующие элементы; особенно усложняется настройка широкополосных усилителей и резонансных усилителей с использованием АРУ, так как схемы нейтрализации работают в очень узком диапазоне частот и при определенном режиме работы транзистора. Кроме того, отклонение от оптимальной нейтрализации будет наблюдаться при смене транзистора, изменении температуры и т. д.

Рассмотренный ниже один из вариантов каскодной схемы, в котором транзисторы включены по схеме с общим эмиттером в первом каскаде и по схеме с общей базой во втором, лишен указанных недостатков. Эта схема имеет минимальную внутреннюю обратную связь, высокие частотные свойства и удовлетворительный коэффициент усиления, потому она получила наибольшее

практическое распространение. Как было сказано, применение каскодной схемы позволяет уменьшить влияние внутренней обратной связи, повысить коэффициент устойчивого усиления, устранить взаимовлияние входных и выходных импедансов. Кроме того, эта схема обеспечивает сравнительно низкий (относительно других типов каскодных соединений) коэффициент шума.

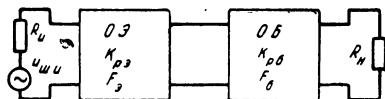


Рис. 71. Упрощенная эквивалентная схема каскодного соединения.

Прежде чем перейти к анализу шумовых свойств каскодной схемы общий эмиттер — общая база, рассмотрим ее основные электрические параметры в диапазоне высоких частот (30—200 Мгц), используя систему y -параметров.

Электрическая схема каскодного соединения транзисторов представлена на рис. 70, а упрощенная эквивалентная схема — на рис. 71.

Обычно в схеме используются однотипные транзисторы либо транзисторы с одинаковым типом проводимости; однако в последнее время получили распространение каскодные схемы, в которых применены транзисторы с разным типом проводимости ($p-n-p$ и $n-p-n$), что позволяет несколько упростить схему и улучшить условия ее работы.

В схеме используется параллельное питание, применяемое в тех случаях, когда напряжение источника питания невелико.

Из рис. 71 видно, что указанная схема представляет собой каскадное соединение отдельных линейных четырехполюсников; следовательно, y -параметры каскодного соединения ($y_{к.с}$) можно получить, перемножая $|a|$ -матрицы для схем с общим эмиттером и общей базой.

Для схемы с общим эмиттером

$$\left| \begin{matrix} U_{1э} \\ I_{1э} \end{matrix} \right| = |A_э| \left| \begin{matrix} U_{2э} \\ -I_{2э} \end{matrix} \right|, \quad (87)$$

где

$$|A_э| = \left| \begin{matrix} a_{11э} & a_{12э} \\ a_{21э} & a_{22э} \end{matrix} \right| = \left| \begin{matrix} -\frac{y_{22э}}{y_{21э}} & -\frac{1}{y_{21э}} \\ -\frac{\Delta y_э}{y_{21э}} & -\frac{y_{11э}}{y_{21э}} \end{matrix} \right|;$$

$$\Delta y_э = y_{11э}y_{22э} - y_{12э}y_{21э}.$$

Для схемы с общей базой аналогично

$$\begin{vmatrix} U_{16} \\ I_{16} \end{vmatrix} = |A_6| \begin{vmatrix} U_{26} \\ -I_{26} \end{vmatrix}, \quad (88)$$

где

$$|A_6| = \begin{vmatrix} a_{116} & a_{126} \\ a_{216} & a_{226} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{y_{226}}{y_{216}} - \frac{1}{y_{216}} \\ -\frac{\Delta y_6}{y_{216}} - \frac{y_{116}}{y_{216}} \end{vmatrix};$$

$$\Delta y_6 = y_{116}y_{226} - y_{126}y_{216}.$$

Для каскодного соединения

$$\begin{vmatrix} U_{1к.с} \\ I_{1к.с} \end{vmatrix} = |A_{к.с}| \begin{vmatrix} U_{2к.с} \\ -I_{2к.с} \end{vmatrix}, \quad (89)$$

где

$$\begin{aligned} |A_{к.с}| &= |A_9| \cdot |A_6| = \\ &= \begin{vmatrix} a_{119}a_{116} + a_{129}a_{216} & a_{119}a_{126} + a_{129}a_{226} \\ a_{219}a_{116} + a_{229}a_{216} & a_{219}a_{126} + a_{229}a_{226} \end{vmatrix} = \\ &= \frac{1}{y_{219}y_{216}} \begin{vmatrix} y_{229}y_{226} + \Delta y_6 & y_{229} + y_{116} \\ \Delta y_9 y_{226} + \Delta y_6 y_{119} & \Delta y_9 + y_{119}y_{116} \end{vmatrix}. \end{aligned} \quad (90)$$

Аналогично можно найти матрицу y -параметров для любого типа каскодной схемы. Для этого надо знать также систему уравнений для схемы с общим коллектором:

$$\begin{vmatrix} U_{1к} \\ I_{1к} \end{vmatrix} = |A_к| \begin{vmatrix} U_{2к} \\ -I_{2к} \end{vmatrix}, \quad (91)$$

где

$$|A_к| = \begin{vmatrix} a_{11к} & a_{12к} \\ a_{21к} & a_{22к} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{y_{22к}}{y_{21к}} - \frac{1}{y_{21к}} \\ -\frac{\Delta y_к}{y_{21к}} - \frac{y_{11к}}{y_{21к}} \end{vmatrix};$$

$$\Delta y_к = y_{11к}y_{22к} - y_{12к}y_{21к}.$$

Так, например, для схемы общая база — общий коллектор

$$\begin{aligned} |A_{к.с}| &= |A_6| \cdot |A_к| = \\ &= \begin{vmatrix} a_{116}a_{11к} + a_{126}a_{21к} & a_{116}a_{12к} + a_{126}a_{22к} \\ a_{216}a_{11к} + a_{226}a_{21к} & a_{216}a_{12к} + a_{226}a_{22к} \end{vmatrix} = \\ &= \frac{1}{y_{216}y_{21к}} \begin{vmatrix} y_{226}y_{22к} + \Delta y_к & y_{226} + y_{11к} \\ \Delta y_6 y_{22к} + \Delta y_к y_{116} & \Delta y_6 + y_{116}y_{11к} \end{vmatrix}. \end{aligned}$$

Усредненные значения y -параметров транзисторов типа ГТЗ13, наиболее часто используемых на высоких частотах, для схем включения с общим эмиттером и общей базой, представлены на рис. 57—64.

Если известны только y -параметры для схемы включения с общим эмиттером, можно легко получить y -параметры для схемы включения с общей базой путем несложных вычислений:

$$\left. \begin{aligned} y_{11б} &= y_{11э} + y_{12э} + y_{21э} + y_{22э} \approx y_{11э} + y_{21э}; \\ y_{12б} &= -(y_{12э} + y_{22э}); \\ y_{21б} &= -(y_{21э} + y_{22э}) \approx -y_{21э}; \quad y_{22б} \approx y_{22э}. \end{aligned} \right\} \quad (92)$$

Сравнивая приведенные на рис. 57—64 значения y -параметров, можно заметить, что в указанном диапазоне частот

$$\begin{aligned} y_{22э} &\approx y_{22б}; \quad y_{21б} \approx -y_{21э}; \quad y_{11б} \gg y_{22э}; \\ y_{11э} &\gg y_{12э}; \quad y_{12э} \approx -y_{22э}. \end{aligned}$$

Используя эти приближенные выражения, можно существенно упростить формулы каскодного соединения, сделав их пригодными для инженерного расчета.

Для каскодной схемы y -параметры:

$$\begin{aligned} y_{11к.с} &= \frac{a_{22к.с}}{a_{12к.с}} = y_{11э} - \frac{y_{21э}y_{12э}}{y_{22э} + y_{11б}} \approx y_{11э} - y_{12э}; \\ y_{12к.с} &= -\frac{a_{11к.с}a_{22к.с} - a_{12к.с}a_{21к.с}}{a_{12к.с}} = -\frac{y_{12э}y_{12б}}{y_{22э} + y_{11б}} \approx -\frac{y_{12э}y_{12б}}{y_{11б}}; \end{aligned} \quad (93)$$

$$y_{21к.с} = -\frac{1}{a_{12к.с}} = -\frac{y_{21б}y_{21э}}{y_{22э} + y_{11б}} \approx -\frac{y_{21б}y_{21э}}{y_{11б}};$$

$$y_{22к.с} = \frac{a_{11к.с}}{a_{12к.с}} = y_{22б} - \frac{y_{21б}y_{12б}}{y_{11б}} \approx y_{22б} + y_{12б};$$

$$\Delta y_{к.с} = y_{11к.с}y_{22к.с} - y_{12к.с}y_{21к.с} \approx y_{11э}y_{22б}.$$

Из этих формул видно, что $y_{12к} \ll y_{12э}$, т. е. проводимость обратной связи в каскодной схеме по сравнению со схемой включения с общим эмиттером существенно уменьшается.

Значения, определенные по формулам (93), сведены в табл. 4. Как видно из сопоставления результатов, по-

Таблица 4

Частота	30 Мгц					60 Мгц				
I_0 , ма	1	3	5	1	3	5				
Точно	1,08+/-2,95	2+/-3,6	3,1+/-4	2,6+/-7,3	5,17+/-6,62	5,7+/-5,8				
$\nu_{11\text{к.с}}$ Приближенно	1,2+/-3				5,1+/-6,7					
Точно	0,0013-/-0,0009	0,00047-/-0,00049	0,000017-/-0,00031	0,0029-/-0,0014	0,00035-/-0,00033	0,0003-/-0,00015				
$\nu_{12\text{к.с}}$ Приближенно		0,000475-/-0,00049	122,5-/-14,65			0,00032-/-0,00016				
Точно	25-/-18	83-/-7	123-/-14,2	23-/-16	58-/-30	83-/-45				
$\nu_{21\text{к.с}}$ Приближенно				0,13+/-0,815						
Точно	0,05+/-0,4	0,25+/-0,5	0,45+/-0,45	0,15+/-0,8	0,35+/-0,75	0,55+/-0,65				
$\nu_{22\text{к.с}}$ Приближенно										
Частота	100 Мгц					200 Мгц				
I_0 , ма	1	3	5	1	3	5				
Точно	4,6+/-10	9,2+/-8,7	10,89+/-7,27	15,7+/-10,4	16,9+/-8,9	17,2+/-7,8				
$\nu_{11\text{к.с}}$ Приближенно			10,7+/-7,4	0,009-/-0,005						
Точно	0,0071-/-0,0086	0,0035-/-0,00033	0,003-/-0,00077	0,0098-/-0,0039	0,01-/-0,004	0,0098-/-0,0035				
$\nu_{12\text{к.с}}$ Приближенно										
Точно	15,5-/-22,6	21-/-40	19-/-56	3,1+/-5,65	7,65+/-6,15	9+/-8,2				
$\nu_{21\text{к.с}}$ Приближенно	16-/-22				7,15+/-7					
Точно	0,5+/-1	0,32+/-0,97	0,5+/-0,95	0,35+/-2	0,65+/-1,9	0,82+/-1,89				
$\nu_{22\text{к.с}}$ Приближенно		0,35+/-0,95				0,85+/-1,8				

лученных в результате расчета по точным и приближенным формулам, ошибка не превышает 3—5%, поэтому в дальнейшем используются приближенные выражения.

Формулы (93) можно еще более упростить, существенно облегчив расчеты:

$$y_{11к.с} \approx y_{11э}; y_{12к.с} \approx 0; y_{22к.с} \approx y_{22б}. \quad (94)$$

Погрешность при этом не превышает 15%, что в большинстве случаев вполне допустимо.

Для каскодной схемы справедливы следующие соотношения:

$$Z_{вх.к.с} = \frac{y_{22к.с} + y_H}{\Delta y_{к.с} + y_{11к.с} y_H} \approx \frac{1}{y_{11э}}; \quad (95)$$

$$Z_{вых.к.с} = \frac{y_{11к.с} + y_H}{\Delta y_{к.с} + y_{22к.с} y_H} \approx \frac{1}{y_{22б}}; \quad (96)$$

$$K_{ук.с} = - \frac{y_{21к.с}}{y_{22к.с} + y_H} \approx - \frac{y_{21б} y_{21э}}{y_{11б} (y_{22б} + y_H)}; \quad (97)$$

$$\begin{aligned} K_{iк.с} &= - \frac{y_{21к.с} y_H}{\Delta y_{к.с} + y_{11к.с} y_H} \approx - \frac{y_{21б} y_{21э} y_H}{y_{11б} y_{11э} (y_{22б} + y_H)} = \\ &= K_{ук.с} \frac{y_H}{y_{11э}}; \end{aligned} \quad (98)$$

$$K_{рк.с} = K_{ук.с} K_{iк.с} \approx K_{ук.с}^2 \frac{y_H}{y_{11э}}. \quad (99)$$

Сравнивая эти формулы с формулами для каскада усиления, в котором транзистор включен по схеме с общим эмиттером, можно видеть, что

$$Z_{вх.к.с} \approx Z_{вх.э}; \quad (100)$$

$$K_{ук.с} \approx K_{уэ} \frac{y_{21б}}{y_{11б}}; \quad (101)$$

$$K_{iк.с} \approx K_{iэ} \left[- \frac{y_{21б} y_H}{y_{11б} (y_{12э} K_{iэ} - y_H)} \right]. \quad (102)$$

В случае, если каскодная схема нагружена на следующий каскад, выполненный также по каскодной схеме, т. е. $y_H = y_{11э}$, формулы (97—99) упростятся:

$$K'_{ук.с} = - \frac{y_{21б} y_{21э}}{y_{11б} (y_{22б} + y_{11э})}; \quad (103)$$

$$K'_{iк.с} = K'_{ук.с}; \quad (104)$$

$$K'_{рк.с} = (K'_{ук.с})^2 = (K'_{iк.с})^2. \quad (105)$$

Для выяснения шумовых свойств каскодной схемы вернемся к ее эквивалентной схеме (рис. 71) и воспользуемся формулой

$$F_{\text{к.с}} = F_3 + \frac{F_6 - 1}{K_{P_3}}. \quad (106)$$

Формулы для определения коэффициента шума каждого из каскадов были получены в гл. 3 и 5.

При достаточно большом коэффициенте усиления по мощности первого каскада K_{P_3} можно считать, что

$$F = F_3 \left(1 + \frac{1}{K_{P_3}} \right) - \frac{1}{K_{P_3}} \approx F_3 \left(1 + \frac{1}{K_{P_3}} \right).$$

Однако в каскодной схеме сопротивлением источника для второго каскада (с общей базой) служит выходное сопротивление первого каскада (с общим эмиттером), имеющее значительную величину и существенно отличающееся (на 1—2 порядка) от величины $R_{\text{и.опт.}}$, обычно используемой для достижения минимального коэффициента шума.

Для каскада с общей базой

$$R_{\text{и}} = \frac{1}{\text{Re}(y_{223})};$$

при токе $I_3 = 3$ ма эта величина в указанном диапазоне частот для транзисторов типа ГТЗ13 изменяется от 4 до 1,5 ком, а F — от 3 (4,77 дб) до 5,5 (7,4 дб).

Определим теперь коэффициент шума каскодного соединения. С учетом сказанного выше

$$\begin{aligned} F_3 &= \left(1 + \frac{r'_6}{R_{\text{и}}} + \frac{r_9}{2R_{\text{и}}} \right) \left(1 + \frac{C}{\beta_0} \right) + \frac{C(R_{\text{и}} + r'_6)^2}{2\beta_0 r_9 R_{\text{и}}}; \\ F_6 &= \left[1 + \left(r'_6 + \frac{r_9}{2} \right) \text{Re}(y_{223}) \right] \left(1 + \frac{C}{\beta_0} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{C[1 + r'_6 \text{Re}(y_{223})]^2}{2\beta_0 r_9 \text{Re}(y_{223})} \right); \\ F_{\text{к.с}} &= 1 + \frac{C}{\beta_0} \left(\frac{K_{P_3} + 1}{K_{P_3}} \right) + \left(r'_6 + \frac{r_9}{2} \left(1 + \frac{C}{\beta_0} \right) \left[\frac{1}{R_{\text{и}}} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{\text{Re}(y_{223})}{K_{P_3}} \right] \right) + \frac{C}{2\beta_0 r_9} \left\{ \frac{(R_{\text{и}} + r'_6)^2}{R_{\text{и}}} + \frac{[1 + r'_6 \text{Re}(y_{223})]^2}{K_{P_3} \text{Re}(y_{223})} \right\}. \quad (107) \end{aligned}$$

Данная формула получена с учетом того, что в схеме применены однотипные транзисторы, обладающие одинаковыми (в пределах допустимого разброса) параметрами, что обычно имеет место на практике, а также в предположении, что режим работы обоих транзисторов также одинаков, т. е.

$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = r_{\pi};$$

$$r'_{\pi 1} = r'_{\pi 2} = r'_{\pi}; \beta_{01} = \beta_{02} = \beta_0; f_{\pi 1} = f_{\pi 2} = f_{\pi}.$$

Результаты расчета $F_{\text{к.с}}$ для транзисторов типа ГТ313, работающих в режиме $U_{\text{к}} = -5$ в, $I_{\text{э}} = 3$ ма при $R_{\text{и}} = 50$ ом, приведены в табл. 5.

Таблица 5

$f, \text{ Мгц}$	30	60	100	200
$F_{\text{к.с}}$	2,79	2,86	3,07	6,04
$F_{\text{к.с}}, \text{ дб}$	4,45	4,56	4,87	7,81

Как видно из результатов расчета, на частотах $f \ll f_p$ (где f_p — частота, на которой $K_p = 1$; $f_p \approx f\sqrt{K_p}$) коэффициент шума каскодной схемы примерно равен коэффициенту шума схемы включения с общим эмиттером (погрешность при этом не превышает 5%). На частотах, приближающихся к f_p , вследствие уменьшения $K_{p\theta}$ начинают играть главную роль шумы второго каскада.

Таким образом, основной областью применения каскодной схемы с точки зрения обеспечения минимальных шумов следует считать диапазон частот, у которого верхняя граничная частота не превышает $0,5f_p$. Так как $F_{\text{к.с}}$ в этом диапазоне определяется в основном шумами первого каскада, то необходимо транзистор в этом каскаде использовать в оптимальных условиях (с точки зрения выбора $R_{\text{и}}$, $I_{\text{э}}$ и др.) для обеспечения минимального коэффициента шума.

Рассуждая аналогично, зная коэффициенты усиления по мощности K_p и выходные импедансы $Z_{\text{вых}}$ в схемах включения с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором, можно получить значение коэффи-

циента шума для любого из возможных каскодных соединений:

$$\left. \begin{aligned} Z_{\text{вых.э}} &= \frac{y_{11э} + y_{\text{н}}}{\Delta y_{\text{э}} + y_{22э} y_{\text{н}}}; \\ Z_{\text{вых.б}} &= \frac{y_{11б} + y_{\text{н}}}{\Delta y_{\text{б}} + y_{22б} y_{\text{н}}}; \quad Z_{\text{вых.к}} = \frac{y_{11к} + y_{\text{н}}}{\Delta y_{\text{к}} + y_{22к} y_{\text{н}}}. \end{aligned} \right\} \quad (108)$$

Зная y -параметры схемы включения с общим эмиттером, можно легко рассчитать y -параметры для схемы с общим коллектором:

$$|y_{\text{к}}| = \begin{vmatrix} y_{11э} & -(y_{11э} + y_{12э}) \\ -(y_{11э} + y_{21э}) & y_{11э} + y_{12э} + y_{21э} + y_{22э} \end{vmatrix}.$$

Коэффициенты усиления по мощности для различных схем включения

$$\left. \begin{aligned} K_{Pэ} &= - \frac{y_{21э}^2 y_{\text{н}}}{(y_{22э} + y_{\text{н}})(y_{11э} y_{\text{н}} + \Delta y_{\text{э}})}; \\ K_{Pб} &= - \frac{y_{21б}^2 y_{\text{н}}}{(y_{22б} + y_{\text{н}})(y_{11б} y_{\text{н}} + \Delta y_{\text{б}})}; \\ K_{Pк} &= - \frac{y_{21к}^2 y_{\text{н}}}{(y_{22к} + y_{\text{н}})(y_{11к} y_{\text{н}} + \Delta y_{\text{к}})} \end{aligned} \right\} \quad (109)$$

Для различных вариантов каскодных схем

$$\left. \begin{aligned} F_{\text{о.э-о.э}} &= F_{\text{э}} + \frac{F'_{\text{э}} - 1}{K_{Pэ}}; \quad F_{\text{о.э-о.к}} = F_{\text{э}} + \frac{F'_{\text{к}} - 1}{K_{Pэ}}; \\ F_{\text{о.б-о.э}} &= F_{\text{б}} + \frac{F'_{\text{э}} - 1}{K_{Pб}}; \quad F_{\text{о.б-о.б}} = F_{\text{б}} + \frac{F'_{\text{б}} - 1}{K_{Pб}}; \\ F_{\text{о.б-о.к}} &= F_{\text{б}} + \frac{F'_{\text{к}} - 1}{K_{Pб}}; \quad F_{\text{о.к-о.э}} = F_{\text{к}} + \frac{F'_{\text{э}} - 1}{K_{Pк}}; \\ F_{\text{о.к-о.б}} &= F_{\text{к}} + \frac{F'_{\text{б}} - 1}{K_{Pк}}; \quad F_{\text{о.к-о.к}} = F_{\text{к}} + \frac{F'_{\text{к}} - 1}{K_{Pк}}, \end{aligned} \right\} \quad (110)$$

где $F'_{\text{э}}$, $F'_{\text{б}}$, $F'_{\text{к}}$ — коэффициенты шума соответствующих схем при условии, что их сопротивлением источника сигнала является выходное сопротивление предыдущего каскада.

Так как схема с общим эмиттером имеет максимальную величину K_P (в области средних частот), то сле-

дует ожидать, что минимальный F будет обеспечиваться в каскодных схемах, использующих в первом каскаде включение транзистора с общим эмиттером. Но на высоких частотах K_{P2} быстро уменьшается, поэтому F каскодной схемы зависит от конкретных рабочих условий. Однако в любом случае коэффициент шума любой каскодной схемы больше коэффициента шума одиночного каскада.

Глава седьмая

ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВ

1. Методика измерения

Для измерения коэффициента шума транзисторных схем в настоящее время используются способы, известные из ламповой техники.

Непосредственный способ заключается в определении F на основании формулы

$$F = \frac{(P_c/P_{ш})_{вх}}{(P_c/P_{ш})_{вых}} = \frac{P_{ш.вых}}{kT\Delta f K_P};$$

при этом к входу усилителя подключено сопротивление источника сигнала $R_{ш}$. Для получения величины F необходимо знать шумовую полосу пропускания усилителя Δf , выходную мощность шума $P_{ш.вых}$ и коэффициент усиления по мощности K_P , определенный на средней

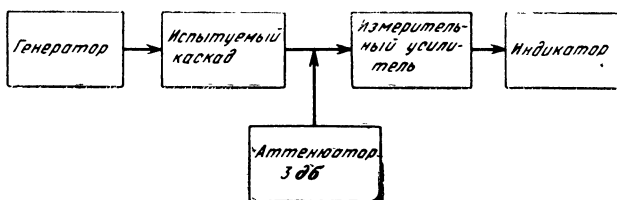


Рис. 72. Блок-схема измерения коэффициента шума по методу двойного превышения.

частоте полосы Δf . В связи с необходимостью большого числа дополнительных измерений определение F по этому способу требует значительной затраты времени и не позволяет получить высокую точность.

Два других способа — с использованием генератора шума либо генератора стандартного сигнала — используют для измерения метод двойного превышения (рис. 72). При выключенном генераторе, подключенном ко входу линейной схемы усиления, замеряют напряжение шума (или сигнала) на выходе с помощью вольтметра; затем между испытуемым каскадом и индикатором вводят ослаб-

ление 3 дБ (т. е. уровень уменьшается в 2 раза), и при включенном генераторе добиваются прежних показаний индикатора. По лимбу генератора отсчитывается показание $i_{ш.вх}$ (или $u_{с.вх}$), которое затем пересчитывается в коэффициент шума. Таким образом, для определения F надо проводить два отсчета (в связи с чем этот метод называют также методом двойного отсчета), причем эти операции повторяются при смене транзистора, изменении его режима и т. п.

При использовании генератора шума на шумовом диоде, работающем в режиме насыщения, его дробовый шум

$$\overline{i_{ш}^2} = 2qI\Delta f;$$

напряжение шумов на выходе каскада

$$\overline{u_{ш.}^2} = \overline{i_{ш}^2} R_{ш}^2 K_u^2,$$

и коэффициент шума

$$F = \frac{\overline{u_{ш}^2}}{4kTR_{ш}\Delta f K_u^2 (m-1)} = \frac{qIR_{ш}}{2kT(m-1)}, \quad (111)$$

где I — ток шумового диода; $m = P_{вых}/P_{вх}$.

При использовании удвоения выходной мощности ($m=2$) и комнатной температуре $T=T_0=300^\circ\text{K}$

$$F = 0,02 I \text{ (мА)} R_{ш} \text{ (Ом)}.$$

Таким образом, при заданной величине $R_{ш}$ коэффициент шума прямо пропорционален I , и шкала прибора, регистрирующего I , может быть непосредственно проградуирована в величинах F .

В случае использования генератора стандартных сигналов

$$F = \frac{u_{с.вх}^2}{4kTR_{ш}\Delta f},$$

где $u_{с.вх}$ — уровень напряжения, отсчитываемый по лимбу генератора; $R_{ш}$ — выходное сопротивление генератора; Δf — шумовая полоса, определяемая полосой пропускания и коэффициентом усиления испытуемого усилителя.

При этом выходное сопротивление генератора сигнала должно быть постоянным в полосе пропускания усилителя, а мощность его должна быть равномерно распределена в этой полосе.

Следует отметить, что способ с использованием генератора сигнала обладает повышенной сложностью, так как требует знания полосы пропускания испытуемой схемы и ее коэффициента усиления на различных частотах, на которых проводится определение F , и большей погрешностью (особенно при измерении малых значений коэффициента шума), которая образуется в результате измерения указанных параметров.

С целью снижения погрешности определения F измерительный усилитель, используемый в схеме, показанной на рис. 72, должен обладать возможно меньшими собственными шумами, а испытуемый

каскад — максимально возможным усилением по мощности, в этом случае влияние шумов измерительного усилителя на общий F будет весьма незначительным. Если же подобного достичь нельзя, то, зная F измерительного усилителя и K_P испытуемого каскада, можно определить F последнего по формуле

$$F_{\text{исп}} = F_{\text{ош}} - \frac{F_{\text{взм}} - 1}{K_{P_{\text{исп}}}}. \quad (112)$$

С целью снижения погрешности во вновь разрабатываемой аппаратуре для измерения шумов используется модуляционный метод измерения, включающий генератор шума и основанный на модуляции этих шумов и усилителя высокой частоты импульсами сравнительно низкой частоты. При этом не требуется повторной калибровки прибора при проведении большого числа измерений в различных режимах работы.

Влияние члена $\frac{F_{\text{взм}} - 1}{K_{P_{\text{исп}}}}$ на общий F может быть устранено : помощью компенсирующих цепей. Этот метод обладает высокой чувствительностью и используется для измерения малых значений коэффициента шума, однако по сравнению с методом двойного превышения он требует использования модулятора генератора шума и схемы АРУ, включенной между испытуемой схемой и измерительным усилителем.

Для определения коэффициента шума могут быть использованы и другие способы. Так, например, пользуясь генератором сигнала, можно рассчитать F по формуле

$$F = \frac{(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}}}{(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}} = \begin{cases} \frac{P_{\text{с.вх}}}{P_{\text{ш.вх}}} \frac{1}{P_{\text{вых}}} ; \\ \frac{P_{\text{ш.вых}}}{P_{\text{с.вых}}} P_{\text{вх}} ; \\ \frac{P_{\text{ш.вых}}}{P_{\text{ш.вх}}} \frac{1}{K_P} . \end{cases} \quad (113)$$

В первом случае устанавливается $P_{\text{вых}} = (P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}} = 1$; значение $P_{\text{ш.вх}}$ определяется величиной $R_{\text{и}}$ и для фиксированного $R_{\text{и}}$ постоянно; при этом генератор входного сигнала $P_{\text{с.вх}}$ может быть отградуирован непосредственно в величинах F .

Во втором случае задается величина $P_{\text{с.вх}}$, т. е. $P_{\text{вх}} = (P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}} = \text{const}$; на выходе измеряется сначала мощность $(P_c + P_{\text{ш}})_{\text{вых}}$, а затем, при выключении генератора — $P_{\text{ш.вых}}$, что позволяет определить значение $P_{\text{с.вых}}$.

И, наконец, в третьем случае измеряется величина $K_P = P_{\text{с.вых}}/P_{\text{с.вх}}$ при $P_{\text{с.вых}} \gg P_{\text{ш.вых}}$, а затем при выключенном генераторе определяется $P_{\text{ш.вых}}$.

Указанные выше методы измерения используются в области белого шума. Для измерений в области низких частот (рис. 73) шумы испытуемого каскада усиливаются и проходят через фильтр с очень узкой полосой (на очень низких частотах могут быть использованы полосовые фильтры, имеющие общий нижний предел f_0 и верхние пределы $f_1 = kf_0$, $f_2 = kf_1$, $f_3 = kf_2$ и т. д.). В общем случае полоса пропускания не превышает 0,2 от основной измеряемой

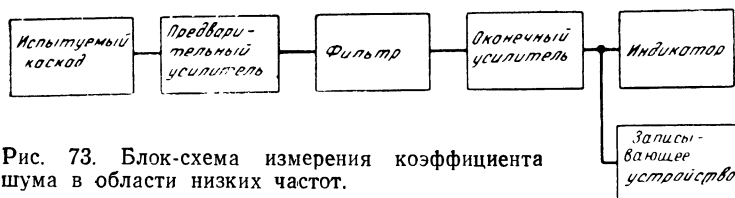


Рис. 73. Блок-схема измерения коэффициента шума в области низких частот.

частоты. Затем происходит дополнительное усиление шумов, которые поступают на выходной прибор с большой постоянной времени и могут быть зафиксированы с помощью самопишущего устройства.

2. Аппаратура, используемая для измерений

Основными блоками, применяемыми при измерениях шума, являются источники шума, подключаемые к входу испытываемой схемы, а также вспомогательные измерительные усилители и индикаторы, подключаемые к ее выходу.

Источники шума. К ним предъявляются требования обеспечения равномерности спектральной плотности мощности шума в требуемом диапазоне частот (неравномерность не должна превышать $\pm 1 \div 2$ дБ), значительного уровня выходной мощности шума, высокой стабильности работы во времени и при изменении окружающих условий и т. д.

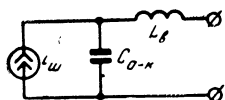


Рис. 74. Эквивалентная схема шумового диода.

В качестве источников шума обычно используются шумовые диоды, газоразрядные элементы и др.

Вакуумные шумовые диоды, работающие в режиме насыщения, являются источником дробовых шумов. Шумовые диоды позволяют измерять F до 20 дБ в весьма широком диапазоне частот (от сотен герц вплоть до сотен мегагерц, а при использовании специальных диодов коаксиальной конструкции—до гигагерц). Верхняя частота этого диапазона зависит от конструкции диода—межэлектродной емкости, $C_{а-к}$, индуктивности выводов L_v и времени пролета электронов внутри диода, которое на высоких частотах ведет к уменьшению анодного тока, а нижняя—от фликкер-шумов катода.

Эквивалентная схема шумового диода показана на рис. 74. С целью увеличения верхней границы частотного диапазона необходимо использовать шумовые диоды, обладающие весьма малыми $C_{а-к}$ и L_v и небольшим расстоянием между анодом и катодом. Кроме того, с этой же целью может быть применена корректирующая индуктивность, компенсирующая влияние межэлектродной емкости, что позволяет примерно вдвое увеличить верхнюю граничную частоту диапазона.

Шумовой ток

$$\overline{i_{ш}^2} = 2qI\Delta f,$$

где I — постоянный ток через диод. В режиме согласования

$$P_{ш} = \frac{qIR_n\Delta f}{2}. \quad (114)$$

Регулировка величины I осуществляется путем изменения напряжения накала, которое должно быть тщательно стабилизировано. Для обеспечения режима насыщения диод работает при величине $U_a \approx 0,9U_{a.пред.}$

Основные характеристики отечественных шумовых диодов, используемых в генераторах шума, приведены в табл. 6.

Таблица 6

Тип диода	$U_{нак' в}$	$I_{нак' а}$	$U_{а.макс' в}$	$I_{а.макс' а}$	$C_{а-к, пф}$	$P_{а.расс.макс, вт}$
2Д2С	1,3—1,7	1,45	140	40	0,35—0,8	5
2Д3Б	2,3	0,11	150	5	2,4	—
2Д7С	1,4	2,4	400	5,5	—	6

Из формулы (114) видно, что $P_{ш}$ прямо пропорциональна величине I ; характеристика $P_{ш}=f(I)$ должна быть достаточно линейной во всем диапазоне регулировки I .

Генераторы шума, выполненные с использованием шумовых диодов, имеют сравнительно простую схему и конструкцию, экономичны и обеспечивают высокую точность измерений.

На высоких и сверхвысоких частотах в качестве источника шумов применяются газоразрядные элементы — трубки с инертным газом, люминесцентные лампы, тиратроны, неоновые лампы и т. п. Они позволяют измерять F до 20 дБ. Шумы этих источников обусловлены хаотическим движением электронов при ионизации газа внутри трубки.

В качестве источника теплового шума может быть использована нить накала или сопротивление. Эти источники применяются сравнительно редко.

К нити накала как к источнику шума предъявляются требования равномерности температуры по длине, небольшой собственной длины (не выше $0,1\lambda$) и диаметра (примерно $0,01$ мм), равенства сопротивлений в горячем и холодном состояниях и т. п.

Мощность шума, выделяемая сопротивлением R при его нагревании до температуры T

$$P_{ш} = kT_0\Delta f \left[\frac{TR}{T_0(R+R_1)} + \frac{R_1}{R+R_1} - 1 \right], \quad (115)$$

где R_1 — дополнительное сопротивление, используемое для поддержания постоянства температуры T ; T_0 — комнатная температура.

Величина T обычно не превышает 1000°K , и поэтому $P_{ш}$ невелика. Подобный источник шума может быть использован для калибровки других источников и при измерении F , не превышающего 10 дБ.

С целью передачи максимальной мощности от генератора к испытуемой схеме выходное сопротивление генератора должно быть согласовано с входным сопротивлением схемы ($R_{г}=R_{вх}$; при этом $P_{макс}=U^2/4R_{г}$). В связи с тем что для соединения генератора

со схемой обычно используется коаксиальный кабель, выходное сопротивление генератора должно быть равно волновому сопротивлению кабеля ($R_{\text{к}} = \rho$); в этом случае мощность сигнала, поступающего в схему, не зависит от длины соединительного кабеля. Для наиболее часто применяемых кабелей $\rho = 50 \div 75 \text{ ом}$. В любом случае длина кабеля должна быть значительно больше длины волны.

При конструировании генератора шума особое внимание должно быть обращено на тщательную экранировку источника шумов от электрических и магнитных полей, позволяющую уменьшить помехи, влияющие на точность измерения. Экран выполняется из металлических листов толщиной 1—2 мм.

Кроме того, с изменением напряжения питания источника шума меняется величина шума на выходе генератора, поэтому блок питания должен быть высокостабильным.

Выходные устройства. Для использования в измерителях шума наиболее часто требуется, чтобы измерительный усилитель был линейным; это может быть достигнуто, если все его каскады работают в режиме малого сигнала.

Усилители, предназначенные для измерений шума в диапазоне низких частот, могут быть достаточно широкополосными, но они должны быть снабжены серией узкополосных фильтров, настроенных на требуемые частоты. Коэффициент усиления должен быть постоянным во всем диапазоне, а напряжение питания усилителя — стабильным во времени.

При измерениях на высоких частотах выход усилителя с целью снижения паразитной обратной связи должен быть развязан по отношению к его входу; развязывающие ячейки должны быть включены и в цепи питания. В схеме может быть применено преобразование частоты для получения узкой полосы частот, в которой производится измерение F . И, наконец, усилитель должен обладать минимальными собственными шумами.

Одним из основных требований, предъявляемых к выходному измерительному прибору, является квадратичность его характеристики, обусловленное тем, что мощность шумов пропорциональна квадрату шумового напряжения или тока. При этом на выходе может использоваться детектор с квадратичной характеристикой выпрямленное напряжение с которого регистрируется вольтметром; показания прибора, таким образом, прямо пропорциональны мощности шума. В качестве квадратичных детекторов могут быть использованы вакуумные и полупроводниковые диоды, а также тепловые приборы — термисторы, термопары, болометры.

Постоянная времени выходного прибора с целью усреднения результата измерения и сглаживания хаотических изменений выходной мощности шумов должна иметь достаточно большую величину; измерительный прибор должен иметь высокую чувствительность и значительный динамический диапазон. Для точного измерения шумов прибор не должен перегружаться шумовыми выбросами; динамический диапазон прибора должен обеспечить без ограничений измерение шумов с большим пик-фактором (отношением максимальной амплитуды выброса к среднеквадратичному значению шума).

В качестве выходных приборов могут использоваться различные типы вольтметров, измеряющих действующие значения. Наиболее простыми являются приборы, отклонение стрелки которых пропорционально произведению токов, протекающих через две катушки. Шкала таких приборов может быть градуирована в единицах

шумовой мощности. Они обладают высокой точностью и чувствительностью, но имеют небольшой частотный диапазон. Электростатические вольтметры имеют значительное входное сопротивление и высокий верхний частотный предел работы; значительным недостатком их является низкая чувствительность. Термопреобразователи обладают широкой полосой пропускания, высокой точностью; однако они склонны к перегрузке. Наибольшие преимущества могут быть реализованы при использовании ламповых квадратичных вольтметров.

Таблица 7

Тип	Диапазон частот, МГц	Пределы измерения	Погрешность, %	КСВ	ВЧ тракт
Х5-1	15—700	1,5—1 000	26	1,5	50—75 ом
Х5-2	500—11 000	3—10 000	27	1,5 1,25	50—75 ом Волновод

Одним из основных вопросов, которые должны быть решены при измерениях шумов, является точность измерения. Следует отметить что использование генератора шума с тепловым или газоразрядным источником влечет за собой погрешность в среднем около 10%. Применение генератора сигнала ведет к дополнительной погрешности, связанной с неточностью его калибровки. Генератор на шумовой диоде обеспечивает погрешность порядка 10% при условии точного определения величины $R_{\text{ш}}$ и шумового тока диода.

Таблица 8

Тип	Спектр шума, гц	Максимальный выходной уровень	КСВ	Выходное сопротивление	ВЧ тракт
Г2-1	50—6·10 ⁶	0,75 в	—	75 ом	—
Г2-12	250—20·10 ³	3 вт	—	4, 100, 600 ом	—
Г2-5	(0,5÷2)·10 ⁹	65 кТ ₀	1,5	—	75 ом
Г2-6	(0,8÷4,5)·10 ⁹	65 кТ ₀	1,5	—	50 ом
Г2-7	(2,6÷4)·10 ⁹	65 кТ ₀	1,25	—	Волновод
Г2-8	(4÷5,6)·10 ⁹	65 кТ ₀	1,25	—	•
Г2-9	(5,6÷8,3)·10 ⁹	65 кТ ₀	1,25	—	•
Г2-10	(8,3÷11)·10 ⁹	65 кТ ₀	1,25	—	•

Основными причинами ошибок при измерениях могут являться погрешности определения шумовой полосы (при использовании генератора сигнала), нелинейность характеристик детектора, собственные шумы измерительного усилителя, внешние помехи, электростатические и электромагнитные наводки и т. п. Особенно сильно эти погрешности сказываются при измерениях малых величин коэффициента шума. Использование метода двойного отсчета обеспечивает некоторое снижение погрешностей измерения, так как при этом

Таблица 9

Тип	Частота измерения	$R_n, \text{ ом}$	$F, \text{ дБ}$	$u_{ш}, \text{ мкВ}$	$\Delta f, \text{ гц}$	Пределы измерения		Габариты, мм Вес, кг
						$I_0, \text{ ма}$	$U_n, \text{ в}$	
TN-13C	1 кГц	500	$(0-40) \pm 2$	0-30	50, 20 000	0,5; 1	6	170×240×300, 9
TN-14	30 гц, 1 кГц, 10 МГц	50, 500 5 000	$(0-40) \pm 1$	0,3-30	8, 30, 3 000	0-15	0-10	510×280×310, 25
TN-15	30, 70, 130, 270, 500 гц, 1, 2, 5, 10, 20 кГц	50, 100, 200, 500, 1 000, 2000, 5 000, 10 000	$(0-40) \pm 1$	—	—	0-20	0-10	510×330×310, 25
TNH-3	1 МГц	50	$(0-10) \pm 2$	—	50 000	0-10	0-10	510×280×310, 25
TNH-7D	50, 100, 300 кГц, 1, 3, 10, 30, 100, 150, 250 МГц	50, 100, 200 500	0-44 (50 ом) 0-24 (500 ом)	—	3 000	0-10	0-15	580×350×460+ +510×280×310. 40+27
TNH-605S	100, 455 кГц, 1, 3, 10, 30, 50 МГц	50, 100, 200, 300, 500, 1 000	0-20	—	—	0-15	0-30	—
TNH-602F (полевые)	25, 50, 100, 250, 500 гц, 1, 2, 5, 10, 25 кГц	—	0-30	—	—	0-30	0-30	—

выходной измеритель служит не как регистратор абсолютного значения, а как индикатор, сравнивающий два показания. Это исключает влияние на результаты измерения таких источников погрешности измерителя, как, например, неточность градуировки шкалы, нелинейность характеристики прибора и т. п.

Помимо указанных выше, для измерения шумов могут быть использованы и непосредственные методы. Так, например, уровень низкочастотных шумов может быть определен по экрану осциллографа, где он подается на вертикальные пластины и измеряется при выключенной горизонтальной развертке. Для измерения мощности шума на высоких частотах могут быть использованы измерители помех, однако подобный способ обладает значительной погрешностью и низкой чувствительностью. Спектральная плотность мощности шума может быть определена при помощи спектроанализаторов.

На практике генераторы шума объединяются совместно с измерителем в единый прибор, используемый для определения коэффициента шума. В табл. 7 показаны основные характеристики измерителей коэффициента шума типа Х5-1, использующего два шумовых генератора, и Х5-2, использующего шесть шумовых генераторов.

В табл. 8 представлены основные характеристики некоторых отечественных шумовых генераторов.

В табл. 9 показаны основные характеристики ряда японских измерителей коэффициента шума транзисторов.

Глава восьмая

МАЛОШУМЯЩИЕ ТРАНЗИСТОРЫ

1. Биполярные транзисторы

Как отмечалось ранее, коэффициент шума современных транзисторов определяется как внешними рабочими параметрами (режим работы, сопротивление источника сигнала, частота и т. п.), так и собственными параметрами транзистора и их разбросом. Наибольший интерес в настоящее время вызывает вопрос изучения возможности создания высокочастотных и сверхвысокочастотных транзисторов, обладающих малым коэффициентом шума, так как при этом они смогут использоваться в сравнительно простых усилительных схемах взамен туннельных и параметрических диодов.

Германиевые транзисторы $p-n-p$ типа по сравнению с кремниевыми имеют меньшую величину r'_6 (за счет увеличения подвижности электронов), что позволяет получить для этих транзисторов соответственно меньшую величину коэффициента шума.

Транзисторы на основе арсенида галлия еще не нашли широкого применения, хотя свойства этого мате-

риала позволяют получить, в частности, малoshумящие полевые транзисторы с барьером Шоттки, имеющие F менее 4 дБ на частоте 1 ГГц.

В табл. 10 представлены некоторые параметры отечественных малoshумящих биполярных транзисторов.

Таблица 10

Тип	Материал	$f_{\text{мин}}$ ($\cdot f_{\text{ТМН}}$) МГц	$\beta_{\text{мин}}$	$r'_{\text{с.к. макс.}}$ псек	$C_{\text{с.к. макс.}}$ пф	$I_{\text{к. макс.}}$ мкА	$F_{\text{ макс.}}$ дБ	$f_{\text{изм.}}$ МГц
П27А	Ge $p-n-p$	1	20	—	50	3	5	0,001
П28	"	5	20	—	50	3	5	0,001
ГТ309Б, Г	"	*80	60	1 000	10	5	6	—
ГТ310А, Б	"	*160	20	300	4	5	3	1,6
ГТ310В—Е	"	*80	20	500	5	5	4	1,6
ГТ311А	Ge $n-p-n$	*300	15	50	2,5	5	7	180
ГТ313Б	Ge $p-n-p$	*450	20	40	2	3	7	180
ГТ322А	"	*80	20	200	1,8	4	4	1,6
ПА22—423	"	60	30	1 000	10	5	10	0,008

За рубежом в настоящее время достигнуты весьма низкие значения коэффициента шума. Так, например, для транзисторов сверхвысоких частот Т1ХМ 103-104 (германиевые, типа $p-n-p$) эти значения составляют соответственно 5,5 дБ на частоте 3 ГГц и 4 дБ на частоте 1,5 ГГц; транзисторы, используемые на высоких частотах (AF239, AF279), обладают коэффициентом шума около 6 дБ на частоте порядка 1 ГГц; при этом у них величина рассеиваемой на коллекторе мощности в 1,5 раза превышает мощность рассеяния транзисторов сверхвысоких частот.

2. Полевые транзисторы и их коэффициент шума

В отличие от биполярных в полевых транзисторах ток образуется в результате движения основных носителей.

Эквивалентная схема полевого транзистора представлена на рис. 75. Здесь $r_{\text{и}}$ — паразитное сопротивление в канале со стороны истока; $C_{з-и}$ — емкость затвор — исток; $C_{з.р}$ — распределенная емкость затвора, определяемая накопленным в канале зарядом; R — распределенное сопротивление канала; $g_0 U_1$ — генератор тока;

r_c — последовательное паразитное сопротивление в канале со стороны стока; $C_{з-с}$ — емкость затвор — сток; C_1 и C_2 — внешние емкости затвор — исток и затвор — сток.

Подобная эквивалентная схема позволяет рассчитать величину шумов, приведенных ко входу.

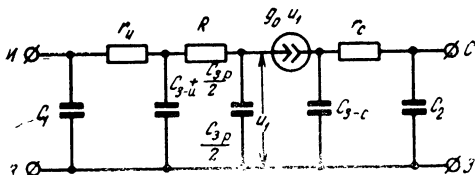


Рис. 75 Эквивалентная схема полевого транзистора.

Основными источниками шума в полевом транзисторе являются тепловые шумы, генерируемые в канале, и дробовые шумы затвора.

Тепловые шумы, представляющие собой основной источник шума на высоких частотах, могут быть представлены в виде генератора напряжения, включенного последовательно с сопротивлением R :

$$\overline{u_T^2} = 4kTR\Delta f = \frac{8kT\Delta f}{3g_m}, \quad (116)$$

где g_m — величина крутизны на низких частотах.

Дробовые шумы затвора определяются генератором шумового тока, включенным параллельно переходу, через который протекает обратный ток I_0 :

$$\overline{i_{др}^2} = 2qI_0\Delta f. \quad (117)$$

Оба источника весьма мало коррелированы, так как обусловлены различными физическими процессами.

Учитывая также шумы генерации — рекомбинации в канале, можно рассчитать коэффициент шума полевого транзистора [Л. 48]:

$$F = 1 + \frac{0,6}{g_m R_n} + R_n \left[\frac{qI_0}{2kT} + \frac{0,6\omega^2 (C'_{з-н})^2}{g_m} \right], \quad (118)$$

где

$$C'_{з-н} = C_{з-н} + \frac{C_{з.р.}}{2}.$$

Коэффициент шума будет минимальным при некоторой оптимальной величине сопротивления источника сигнала

$$R_{и.опт} = \frac{1}{\sqrt{\frac{qI_0 g_m}{1,2kT} + (\omega C'_{з-н})^2}}. \quad (119)$$

Отсюда видно, что с увеличением частоты величина $R_{и.опт}$ снижается.

При $R_{и} = R_{и.опт}$

$$F = F_{мин} = 1 + 2 \sqrt{\frac{0,3qI_0}{kTg_m} + \left(\frac{0,6\omega C'_{з-н}}{g_m}\right)^2}. \quad (120)$$

На высоких частотах

$$F_{мин} \approx 1 + 0,3\omega C'_{з-н} \frac{1}{g_m}. \quad (121)$$

Для измерения шумов полевых транзисторов может быть использована блок-схема, показанная на рис. 76. Она обеспечивает измерение приведенного ко входу шу-

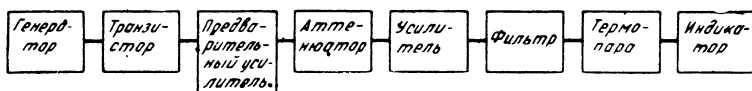


Рис. 76. Блок-схема измерения коэффициента шума полевых транзисторов.

мового напряжения (при малой величине $R_{и}$, например, $R_{и}=50 \text{ ом}$), коэффициента шума (при $R_{и}=1 \text{ Мом}$) или шумового тока (при высоких величинах сопротивления $R_{и}$). Измерения осуществляются с помощью генератора синусоидального сигнала, обеспечивающего (после введения аттенюатора) на выходе ту же мощность, что и при выключенном генераторе. Схема измерения включает малошумящий предварительный усилитель, аттенюатор и фильтр с узкой полосой пропускания (6 гц), настраиваемый на любую частоту в диапазоне от 20 гц до 50 кгц. Подобный метод позволяет пренебречь уходом характеристик и нелинейностью усилителя.

Измерения показывают, что в диапазоне частот примерно до 10 кгц шумы полевых транзисторов меняются по закону $1/f$, причем величина шумового напряжения в этом диапазоне определяется величиной напряжения

затвор — исток (при увеличении этого напряжения уровень шумов растет) и практически не зависит от величины напряжения сток — исток.

На высоких частотах шумы затвора значительно увеличиваются с ростом частоты, что определяется емкостной связью между затвором и проводящим каналом, в котором существуют тепловые шумы.

С учетом изменения коэффициента шума полевых транзисторов от частоты формула (120) может быть несколько видоизменена

$$F = 1 + \frac{0,6}{g_m R_{\text{и}}} \left[1 + \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right] + \\ + R_{\text{и}} \left\{ \frac{qI_0}{2kT} + \frac{0,6\omega^2}{g_m} (C'_{\text{з-н}})^2 \left[1 + \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right] \right\}, \quad (122)$$

где f_c — предельная рабочая частота. Указанная формула позволяет учесть изменение коэффициента шума полевых транзисторов с частотой на частотах выше нескольких гц.

Полевые транзисторы типа MOS могут быть использованы в самых различных схемах — усилителях низкой, промежуточной и высокой частот, генераторах, смесителях и др. При этом схема включения с общим затвором позволяет удовлетворить компромисс между требованиями обеспечения высокого усиления и стабильности и малого коэффициента шума и перекрестной модуляции. Однако, если учитывать лишь коэффициент шума, наилучшие результаты может обеспечить схема включения с общим истоком. Это объясняется тем, что оптимальная реактивная проводимость источника, необходимая для обеспечения минимального коэффициента шума, весьма близка к входной реактивной проводимости полевого транзистора, включенного по схеме с общим истоком.

Как уже отмечалось, полевые транзисторы обладают весьма малым коэффициентом шума. Так, например, у транзисторов типа 2N3823 с каналом n -типа на частотах 100, 200 и 500 Мгц коэффициент шума равен соответственно 1,5, 2 и 4,5 дб; у транзисторов типа 2N2497—2N2500 на частоте 10 гц $F=5$ дб.

ЛИТЕРАТУРА

1. Айнбиндер И. М., Вопросы теории и расчета УКВ каскадов радиовещательного приемника, Госэнергиздат, 1958.
2. Айнбиндер И. М., К расчету шумов радиоприемников, «Радиотехника», 1960, т. 15, 1.
3. Айнбиндер И. М., Критерий уровня входного шума радиоприемников, «Радиотехника», 1967, т. 22, 5.
4. Акулов И. И. и др., Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах, изд-во «Связь», 1966.
5. Белоусов А. П., Расчет коэффициента шума радиоприемников, Оборонгиз, 1959.
6. Валитов Р. А., Палатов К. И., Черный А. Е., Методы измерения основных характеристик флуктуационных сигналов, изд-во Харьковского университета, 1961.
7. Герценштейн М. Е., Болошин И. А., О теоретическом минимуме шумов линейных систем, «Радиотехника», 1965, т. 20, 8.
8. Гудков И. Д., Исследование низкочастотных шумов типа $1/f$ обратносмещенных германиевых p - n -переходов, «Радиотехника и электроника», 1967, 5.
9. Дементьев Е. П., Элементы общей теории и расчета шумящих линейных цепей, Госэнергиздат, 1963.
10. Кузьмин А. Д., Измерение коэффициента шума приемно-усилительных устройств, Госэнергиздат, 1955.
11. Куликовский А. А., Линейные каскады радиоприемников, Госэнергиздат, 1958.
12. Красильников Н. Н., Помехоустойчивость телевизионных устройств, Госэнергиздат, 1961.
13. Крюков Ю. Г., Симонов Ю. Л., Анализ каскадного резонансного усилителя на транзисторах, «Радиотехника», 1961, т. 16, 3.
14. Крюков Ю. Г., Симонов Ю. Л., Анализ каскадного резонансного усилителя типа общий эмиттер — общая база на транзисторах, «Электросвязь», 1962, 1.
15. Лебедев В. Л., Случайные процессы в электрических и механических системах, Физматгиз, 1958.
16. Ложников А. П., Сонин Е. К., Каскадные усилители, изд-во «Энергия», 1964.
17. Лурье Б. Я., Проектирование транзисторных усилителей с глубокой обратной связью, изд-во «Связь», 1965.
18. Павлов В. В., Практический расчет внутренних шумов радиоаппаратуры на плоскостных триодах, «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 3, изд-во «Советское радио», 1958.
19. Полякова Л. Н., Синтез входных и выходных цепей широкополосных усилителей, изд-во «Связь», 1966.
20. Потрясай В. Ф., Рыжов А. С., Сутягин В. Ф., Шумы транзисторов, «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 5, изд-во «Советское радио», 1960.
21. Ризкин А. А., Полупроводниковые усилители, Связьиздат, 1962.
22. Сигорский В. П., Общая теория четырехполюсника, Гостехиздат, УССР, 1955.
23. Сифоров В. И., Радиоприемники сверхвысоких частот, Воениздат, 1955.

24. Степаненко И. П., Основы теории транзисторов и транзисторных схем, Госэнергиздат, 1963.
25. Стратонович Р. Л., Избранные вопросы теории флуктуаций в радиотехнике, изд-во «Советское радио», 1961.
26. Таратута А. С., Дробовые шумы реальных p - n -переходов, «Радиотехника и электроника», 1964, 9.
27. Терпугов Н. В., Метод определения шумовых параметров четырехполюсника, «Радиотехника», 1962, т. 17, 11.
28. Тетерич Н. М., Генераторы шума, Госэнергиздат, 1961.
29. Фетина В. Н., Об особенностях низкочастотных шумовых флуктуаций, наблюдаемых в узких германиевых p - n -переходах, «Радиотехника и электроника», 1966, 9.
30. Фокина В. Ф., Исследование коэффициента шума транзисторов типа П416, «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 10, изд-во «Советское радио», 1963.
31. Фокина В. Ф., Исследование коэффициента шума транзисторов, «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 12, изд-во «Советское радио», 1964.
32. Чистяков Н. И., Транзисторные резонансные усилители, изд-во «Связь», 1964.
33. Шапиро Д. Н., Основы теории и расчета усилителей высокой частоты на транзисторах, Связьиздат, 1962.
34. Шор К. Г., Каскодная схема на транзисторах и ее шумовые свойства, «Радиотехника», 1967, т. 22, 10.
35. Шор К. Г., Блоки ПТК на транзисторах, изд-во «Энергия», 1968.
36. Шор К. Г., Особенности проектирования малошумящих усилительных каскадов на транзисторах, «Радиотехника», 1968, т. 23, 12.
37. Шутенко М. С., Малошумящие усилители СВЧ, Воениздат, 1966.
38. Щуцкой К. А., Транзисторные усилители высокой частоты, изд-во «Энергия», 1967.
39. Ansiaux P., Etude de l'amplification à transistors jusqu'à 1000 mc/s, «Revue H. F.», 1966, v. 6, № 9.
40. Baker D., Flicker noise in germanium rectifiers at very low and audio-frequencies, «Journal of applied physics», 1954, v. 25, № 7.
41. Bargellini R., Herscher M., Investigations of noise in audio frequency amplifiers using junction transistors, «Proceedings of the IRE», 1955, v. 43, № 2.
42. Barnes J., Allan D., A statistical model of flicker noise, «Proceedings of the IEEE», 1966, v. 54, № 2.
43. Беннет У., Основные понятия и методы теории шумов в радиотехнике, изд-во «Советское радио», 1957.
44. Bennett W., Sources and properties of electrical noise, «Electrical Engineering», 1954, v. 73, № 11.
45. Bess L., Relative influence of majority and minority carriers on excess noise in semiconductor filaments, «Journal of applied physics», 1955, v. 26, № 11.
46. Bess L., Study of I/f noise in semiconductor filaments, «Physical Review», 1956, v. 103, № 1.
47. Billardon M., Le bruit de fond dans les transistors à jonctions, «Revue du son», 1962, № 115.

48. Borel J., Etude du schema equivalent et du bruit du transistor a effet de champ, L'onde electrique, 1966, v. 46, № 476.
49. Блекуэлл Л., Коцебу К., Параметрические усилители на полупроводниковых приборах, изд-во «Мир», 1964.
50. Card W., Characteristics of burst noise, «Proceedings of the IEEE», 1965, v. 53, № 6.
51. Chenette E., Van der Ziel A., Accurate noise measurement on transistors, «IRE Transactions», 1962, v. ED-9, № 2.
52. Chenette E., Low-noise transistor amplifiers, «Solid-State Design», 1964, v. 5, № 2.
53. Cooke H., Transistor upper noise corner frequency, «Proceedings of the IRE», 1961, v. 49, № 2.
54. Cooke H., Transistor noise figure, «Solid-State Design», 1963, v. 4, № 2.
55. Давенпорт В., Рут В., Введение в теорию случайных процессов и шумов, изд-во ИЛ, 1960.
56. Dunster D., Electrical noise in solid-state amplifiers, «Electronic Equipment News», 1968, v. 9, № 12.
57. Ekiss J., Halligan J., A theoretical comparison of average- and spot-noise figure in transistor amplifiers, «Proceedings of the IRE», 1961, v. 49, № 7.
58. Falkowitz M., Overall noise-figure nomogram, «Electronic Design», 1960, № 11.
59. Firlie T., Winston H., Noise measurement in semiconductors at very low frequencies, «Journal of applied physics», 1955, v. 26, № 6.
60. Fonda E., Noise behavior in semiconductor devices, «Electronic industries», 1964, v. 23, № 4.
61. Fränz K., Messung der Empfängerempfindlichkeit bei kurzen elektrischen wellen, «Z. Elektr. Elektroak.», 1942, v. 59, № 2.
62. Frater, The design of input circuits for low noise transistor IF amplifiers, «Electronic engineering», 1966, v. 38, № 458.
63. Friis H., Noise figure of radio receivers, «Proceedings of the IRE», 1944, v. 32, № 3.
64. Fukui H., Noise measure of microwave transistors, «Proceedings of the IEEE», 1966, v. 54, № 9.
65. Fukui H., The noise performance of microwave transistors, «IEEE Transactions», 1966, v. ED-13, № 3.
66. Gardner F., Optimum noise figure of transistor amplifiers, «IEEE Transactions», 1963, v. CT-10, № 1.
67. Гуггенбюль, Струтт М., Теория и экспериментальные данные о шумах в полупроводниковых плоскостных диодах и триодах, «Вопросы радиолокационной техники», 1958, № 2.
68. Gouvenain A., Le facteur de bruit dans les transistors, «Toute l'Electronique», 1964, № 291.
69. Hanson G., Van der Ziel A., Shot noise in transistors, «Proceedings of the IRE», 1957, v. 45, № 11.
70. Хаус Г., Адлер Р., Теория линейных шумящих цепей, изд-во ИЛ, 1968.
71. Hearn R., Bennett R., Wind B., Some types of low noise amplifiers, «The journal of the British institution of radio engineers», 1961, v. 22, № 5.
72. Hibberd F., Transistor noise factor calculations, «Electronic Engineering», 1960, v. 382, № 385.

73. IRE Standards on methods of measuring noise in linear two-ports, «Proceedings of the IRE», 1960, v. 48, № 1.
74. Jabs R., Boman R., Measure potentiometer noise correctly, «Electronic Design», 1966, v. 14, № 7.
75. Juster F., Preamplificateurs á souffle réduit, «Les composants électroniques, la pièce détachée», 1964, № 55.
76. Kunze E., Eingangsstufen mit günstigstem rauschfactor, «Radio und Fernsehen», 1959, № 14.
77. Kyle J., Low-noise RF amplifiers, «Electronics world», 1965, v. 74, № 6.
78. Леннартц Г., Таэгер В., Конструирование схем на транзисторах, изд-во «Энергия», 1964.
79. Мак-Доналд Д., Введение в физику шумов и флуктуаций, изд-во «Мир», 1964.
80. Maticich J., Design consideration for an integrated low-noise preamplifier, «Proceedings of the IEEE», 1965, v. 53, № 6.
81. Mattheik W., Low noise microwave receivers, «1967 IEEE International Convention Record», part 7.
82. Matthews C., Noise figure measurement, «Wireless World», 1967, v. 73, № 8.
83. Mitchell W., How to specify and measure transistor noise, «Electronic Design», 1962, v. 10, № 15.
84. Mouraret H., Le bruit dans les amplificateurs faible niveau, «Electronique et automatisme», 1963, № 32.
85. Nielsen E., Behavior of noise figure in junction transistors, «Proceedings of the IRE», 1957, v. 45, № 7.
86. Oliver B., Thermal and quantum noise, «Proceedings of the IEEE», 1965, v. 53, № 5.
87. Opp F., How to design low-noise amplifiers, «Electronic industries», 1961, v. 20, № 8.
88. Peterson D., How to evaluate transistor low-frequency noise characteristics, «EEE», 1962, № 11.
89. Peterson D., Noise performance of transistors, «IRE Transactions», 1962, v. ED-9, № 3.
90. Plumb J., Chenette E., Flicker noise in transistors, «IEEE Transactions», 1963, v. ED-10, № 5.
91. Rado J., Designing input circuits with lowest possible noise, «Electronics», 1963, v. 36, № 31.
92. Расчет транзисторных цепей, под ред. Ши, изд-во «Энергия», 1964.
93. Rheinfelder W., Measurement techniques for low-noise transistor input stages, «Electronic Design», 1961, v. 9, № 20.
94. Rheinfelder W., Evaluating data for low-noise transistor circuit design, «Electronic Design», 1961, v. 9, № 21.
95. Rheinfelder W., Noise performance of transistors in audio circuits, «Electronics World», 1965, v. 73, № 1.
96. Rohde U., Rausharme UHF-Eingangsschaltungen mit transistoren, «Funk-Technik», 1964, № 15.
97. Sachs R., Measurement of the noise factor of transistors, «The Marconi Review», 1962, v. 25, № 147.
98. Sadeshige K., A study of noise in television camera pre-amplificateurs, «JSMPTe», 1964, v. 73, № 3.
99. Schneider B., Strutt M., Theory and experiments on shot noise in silicon p-n junction diodes and transistors, «Proceedings of the IRE», 1959, v. 47, № 4.

100. Schneider B., Strutt M., Shot and thermal noise in Ge and Si transistors at high-level current injections, «Proceedings of the IRE», 1960, v. 48, № 10.

101. Шумы в электронных приборах, под ред. Смулина и Хауса, изд-во «Энергия», 1964.

102. Smulders W., Noise properties of transistors at high frequency, «Electronic applications», 1962/3, v. 23, № 1.

103. Stransbury A., Struble R., Application of noise measurement to the reliability analysis of semiconductor devices, «Semiconductor products and Solid-state technology», 1965, v. 8, № 11.

104. Sutcliffe H., Noise-spectrum measurement at subaudio frequencies, «Electronics Record», 1965, v. 112, № 1—2.

105. Термен Ф., Петтит Д., Измерительная техника в электронике, изд-во ИЛ, 1955.

106. Tharma, Noise in audio amplifiers, «Wireless World», 1963, № 9.

107. Thommen W., Noise characterisation of a television camera amplifier, «Proceedings of the IEEE», 1966, v. 54, № 12.

108. Ван дер-Зил А., Флуктуации в радиотехнике и физике, Госэнергиздат, 1958.

109. Ван дер-Зил А., Флуктуационные явления в полупроводниках, изд-во ИЛ, 1961.

110. Van der Ziel A., Theory of shot noise in junction diodes and junction transistors, «Proceedings of the IRE», 1955, v. 43, № 11.

111. Van der Ziel A., Shot noise in transistors, «Proceedings of the IRE», 1960, v. 48, № 1.

112. Van der Ziel, Hu Tong, Low frequency noise predicts when a transistor will fail, «Electronics», 1966, № 24.

113. Wiggins M., An experimental study of 1/f noise in transistors, «IEEE International Convention Record», 1964, part 2.

114. Wood M., A complementary — pair cascode for HF amplification, «Electronic Engineering», 1965, v. 37, № 444.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
Глава первая. Шумы в схемах усиления	5
1. Воздействие собственных шумов на чувствительность усилительных схем	5
2. Основные понятия, используемые в теории случайных процессов и шумов	8
Глава вторая. Источники шумов в транзисторном каскаде усиления	12
1. Шумы транзисторов	12
2. Эквивалентная шумовая схема транзистора	19
3. Шумы пассивных элементов усилителей	29
Глава третья. Параметры, характеризующие шумы усилительного каскада	33
1. Шумовые показатели усилителей	33
2. Коэффициент шума транзисторного каскада усиления	39
Глава четвертая. Влияние параметров транзистора и их разброса на величину коэффициента шума	44
1. Основные параметры транзистора и их взаимосвязь с коэффициентом шума	44
2. Оценка влияния разброса параметров на коэффициент шума	46
Глава пятая. Зависимость собственных шумов усилительного каскада от изменения внешних рабочих параметров	51
1. Влияние схемы включения транзистора на коэффициент шума	51
2. Зависимость коэффициента шума от сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки	55
3. Зависимость собственных шумов от режима работы транзистора	62
4. Зависимость коэффициента шума от частоты	69
5. Воздействие окружающей температуры на коэффициент шума	76
6. Влияние обратной связи на коэффициент шума	77
Глава шестая. Шумы многокаскадных схем	79
1. Влияние количества каскадов на коэффициент шума	79
2. Каскодный усилитель и его коэффициент шума	83
Глава седьмая. Измерение шумов	93
1. Методика измерения	93
2. Аппаратура, используемая для измерений	96
Глава восьмая. Малошумящие транзисторы	101
1. Биполярные транзисторы	101
2. Полевые транзисторы и их коэффициент шума	102
Литература	106
	111

Шор Климентий Георгиевич
Малошумящие транзисторные усилители

Редактор Е. Б. Гумеля
Технический редактор В. М. Скитина
Корректор Е. В. Житомирская

Сдано в набор 9/IX 1970 г. Подписано к печати 23/XII 1970 г. Т-18739	
Формат 84×108 ¹ / ₃₂	Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 5,88	Уч.-изд. л. 6,45
Тираж 25 000 экз.	Цена 33 коп. Зак. 1376

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета
по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

Цена 33 коп.