

В. М. ПРИДОРОВ

БИБЛИОТЕКА

ПО РАДИО

ЭЛЕКТРОНИКЕ

ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ НА НИЗКИХ ЧАСТОТАХ



• ЭНЕРГИЯ •

Выпуск 52

В. М. ПРИДОРОВ

ШУМОВЫЕ
СВОЙСТВА
ТРАНЗИСТОРОВ
НА НИЗКИХ
ЧАСТОТАХ

Scanned & DJVUed



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1976

6Ф0.32

П75

УДК 621.382.3 : 621.391.822

ПРИДОРОВИЧ ВАЛЕРИЙ МИХАЙЛОВИЧ

ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ НА НИЗКИХ ЧАСТОТАХ

Редактор А. К. Нарышкин

Редактор издательства И. Н. Суслова

Технический редактор М. Н. Осипова

Корректор Э. А. Филановская

Сдано в набор 7/X 1975 г.	Подписано к печати 26/I 1976 г.	T-01859
Формат 84×108 ¹ / ₃₂	Бумага типографская № 1	Усл. печ. л. 8,4
Уч. изд. л. 9,19	Тираж 18 000 экз	Зак. 501 Цена 49 коп

Издательство «Энергия» Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Отпечатано в Московской типографии № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10 Зак. 647.

Придорогин В. М.

П75 Шумовые свойства транзисторов на низких частотах. М., «Энергия», 1976.

160 с. с ил. (Б-ка по радиоэлектронике. Вып. 52)

Книга посвящена анализу различных шумовых характеристик биполярных транзисторов в диапазоне звуковых частот, оценке конкретных источников шума, наблюдаемых в современных транзисторах, прежде всего кремниевых планарных, определению условий оптимизации собственных шумов транзисторов в различных случаях, в том числе и при изменении температуры и воздействии радиации. Подробно рассмотрены зависимости коэффициента шума от сопротивления источника сигнала, режима смещения транзистора, частоты. Обсуждаются особенности кремниевых планарных транзисторов и их характеристики в области малых смещений. Рассмотрен ряд вопросов, связанных с оценкой качества биполярных транзисторов по их низкочастотным шумам.

Книга рассчитана на широкий круг инженерно-технических работников, занимающихся разработкой транзисторной аппаратуры, и специалистов в области разработки и производства транзисторов.

П $\frac{30404-233}{051(01)-76}$ 159-76

6Ф0.32

© Издательство «Энергия», 1976 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Шумовые параметры во многих случаях являются важнейшими характеристиками транзисторов, так как определяют предел чувствительности электронных устройств, предназначенных для регистрации слабых сигналов. Такие устройства необходимы, например, в различных системах автоматнки, оптико-электронных приборах, всевозможных инструментах для физических исследований, приборах для акустических измерений, медицинской и биотехнике, бытовой радиоаппаратуре и т. д. Требования различных областей современной техники все более расширяют этот список. Поэтому в настоящее время расчет шумов нельзя считать необходимым лишь в каких-то редких, исключительных случаях. И даже когда к схеме не предъявляется требований по уровню шума, учитывая, что шумы относятся к самым сложным и трудноуправляемым явлениям, можно считать, что достижимое уменьшение уровня шумов, не являющегося неизбежно большим для данной схемы, демонстрирует инженерное мастерство разработчика электронной аппаратуры, подобно тому как относительный уровень собственных шумов транзисторов характеризует совершенство технологии их производства.

Снижение влияния шумов транзисторов требует не только применения специальных малошумящих приборов, но и знания характера шумовых процессов, так как уровень шумов транзисторов очень сильно зависит от рабочих условий — сопротивления источника сигнала, частоты, напряжения и тока смещения, температуры. Имеющаяся в настоящее время литература почти не содержит анализа конкретных шумовых параметров транзисторов и обуславливающих эти параметры и их поведение источников шума и физических процессов; это затрудняет как инженерные расчеты малошумящих схем, так и работы по изысканию конструктивно-техно-

логических мер дальнейшего улучшения шумовых характеристик транзисторов. Имеющиеся в некоторых книгах рекомендации по выбору сопротивления источника сигнала и режима смещения транзистора при конструировании малошумящих усилителей отрывочны и зачастую ошибочны, так как основываются на характеристиках устаревших транзисторов.

Предлагаемая вниманию читателей книга содержит теоретический и экспериментальный анализ шумовых характеристик биполярных транзисторов в диапазоне звуковых частот, оценку конкретных источников шума, наблюдаемых в современных транзисторах, прежде всего кремниевых планарных, рекомендации по оптимизации собственных шумов биполярных транзисторов в различных случаях, в том числе и в диапазоне температур и при воздействии радиации. Излагается отработанная методика изучения шумов транзисторов, позволяющая оценивать влияние режима, рабочих условий и физических параметров транзисторов на шумовые характеристики. Затрагиваются некоторые вопросы, не отраженные в литературе, связанные с проблемами оценки качества транзисторов по их низкочастотным шумам. Многие из рассматриваемых выводов и результатов впервые опубликованы в отечественной периодической литературе и впоследствии нашли подтверждение в работах зарубежных исследователей.

В основу книги положены работы автора, опубликованные в различных периодических изданиях; некоторые из них приведены в списке литературы. Общие положения даются только в самом минимальном объеме, необходимом для проводимого анализа и позволяющем работать с книгой, не обращаясь к другим источникам. Автор не задавался целью дать подробную библиографию по затронутому вопросу, поэтому в список литературы включены только источники, содержащие материал, использованный в работе. Более полную библиографию, особенно по смежным вопросам, не рассматриваемым в книге, можно найти в обзорной работе А. К. Нарышкина и А. С. Врачева «Теория низкочастотных шумов», «Энергия», 1972.

В заключение автор считает приятным долгом выразить искреннюю признательность проф. И. П. Степаненко, высказавшему идею написания этой книги.

Автор

Глава первая

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ ТРАНЗИСТОРОВ

1. ИСТОЧНИКИ ШУМОВ В ТРАНЗИСТОРАХ. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

В транзисторе, как и в любом другом электронном приборе, генерируются внутренние электрические шумы, которые в отличие от различного рода помех и наводок в принципе не могут быть устранены полностью. Шумы возникают вследствие теплового движения электронов и дискретной природы электричества; они отличаются полным отсутствием регулярности во времени, т. е. являются хаотическими. Однако средняя мощность шумов и средняя плотность распределения мощности по спектру частот (спектральная плотность) обычно являются вполне определенными величинами. Основные типы шумов в биполярных транзисторах — это тепловые, дробовые и шумы типа $1/f$.

Тепловой шум, часто называемый также шумом Джонсона, возникает вследствие случайного характера теплового движения свободных электронов в резистивном материале и проявляется как флуктуации напряжения на разомкнутых зажимах резистора. Средний квадрат величины флуктуаций напряжения холостого хода $\overline{e_R^2}$ в любом резисторе [1] определяется формулой Найквиста:

$$\overline{e_R^2} = 4kT R \Delta f, \quad (1)$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T — температура резистора, К; R — сопротивление, Ом; Δf — ширина интересующей нас полосы частот, Гц.

Спектр теплового шума, т. е. мощность на единицу полосы частот, не зависит от частоты вплоть до очень

Высоких (инфракрасных) частот, поэтому этот вид шума относят к шумам белого спектра.

Для аналитических целей резистор с тепловым шумом может быть представлен схемным путем: реальный, а следовательно, шумящий резистор заменяется на нешумящий резистор с тем же сопротивлением и последовательно включенный генератор шумового напряжения (рис. 1). О величинах среднеквадратичного напряжения этого генератора в полосе 1 Гц можно судить с помощью графика, приведенного на рис. 2. (Для опреде-

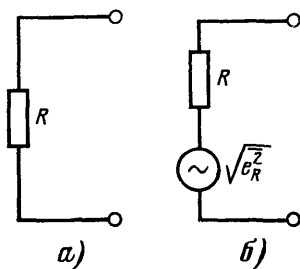


Рис. 1. Представление реального резистора (а) эквивалентной схемой (б) для учета теплового шума.

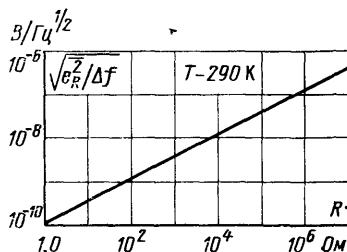


Рис. 2. Зависимость среднеквадратичной величины напряжения теплового шума в полосе частот 1 Гц от сопротивления.

ления действующего значения напряжения теплового шума интересующего нас сопротивления величину

$\sqrt{e_R^2/\Delta f}$, найденную с помощью рис. 2, надо умножить на корень квадратный из ширины полосы частот Δf .)

В полупроводниковых приборах тепловые шумы возникают там, где имеются заметные омические сопротивления. В биполярных транзисторах тепловой шум практически связан только с сопротивлением базы r_b .

Дробовой шум проявляется как случайные флуктуации токов через электронно-дырочные переходы в полупроводниках. Он обусловлен дискретной природой заряда, переносимого отдельными электронами, и аналогичен дробовым шумам, возникающим в электровакуумных лампах. Величина дробового шума определяется формулой Шоттки:

$$\bar{i}^2 = 2qI\Delta f, \quad (2)$$

где \bar{i}^2 — средний квадрат тока дробового шума, A^2 ; q — заряд электрона ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл); I — постоянный ток через p - n переход, А.

О среднеквадратичной величине тока дробового шума в зависимости от флуктуирующего тока дает представление график, приведенный на рис. 3.

В биполярном транзисторе дробовые шумы можно отобразить с помощью двух статистически независимых источников, один из которых отображает флуктуации тока базы, а другой — флуктуации тока коллектора. Так же как и тепловой шум, дробовой шум имеет спектр, не зависящий от частоты, т. е. может быть отнесен к шумам с белым спектром.

Шумы типа $1/f$ своим названием обязаны характерному спектру их плотности мощности, приблизительно обратно пропорциональному частоте. Шум этого вида часто называют также *фликкер-шумом*. Этот шум наблюдается во всех типах электронных приборов, включая все полупроводниковые приборы. Так как мощность фликкер-шума уменьшается с ростом частоты, то он проявляется главным образом в диапазоне звуковых частот, особенно в нижней его части, и в области инфразвуковых частот.

Основным источником фликкер-шума в современных транзисторах является область пространственного заряда эмиттерного перехода [2, 3]. Нет удовлетворительного общего объяснения этого типа шума. Наиболее часто его связывают с поверхностными состояниями — локализованными вблизи поверхности полупроводника разрешенными уровнями энергии, которые могут захватывать на некоторое время свободные носители. Случайная занятость поверхностных состояний вызывает флуктуации поверхностного потенциала, в результате чего модулируются скорость поверхностной рекомбинации и соответствующий ток, что приводит к возникновению фликкер-шума. Частотная зависимость фликкер-шума объясняется как результат плавного распределения постоянных времени захвата (периода, в течение которого по-

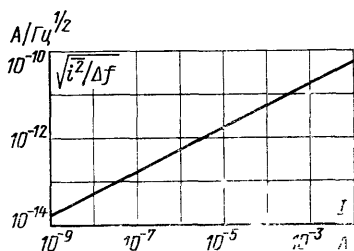


Рис. 3. Зависимость среднеквадратичной величины тока дробового шума в полосе 1 Гц от тока через p - n переход.

сители локализованы в поверхностных состояниях). Эксперименты показывают, что мощность фликкер-шума эмиттерного перехода пропорциональна плотности поверхностных состояний и растет при увеличении прямого тока через переход. Коэффициент пропорциональности при токе через переход сильно меняется от прибора к прибору, поэтому уровень шума типа $1/f$ в отличие от шумов белого спектра не может быть заранее рассчитан.

Другим источником шума типа $1/f$ в транзисторах может быть коллекторный переход [2]. В этом случае причиной возникновения шума являются спонтанные флуктуации проводимости поверхностной утечки по периметру коллекторного перехода. Эти флуктуации сильно зависят от состояния поверхности коллекторного перехода и быстро растут при увеличении смещения.

2. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ШУМОВЫЕ НАПРЯЖЕНИЕ И ТОК

Наиболее часто шумовые свойства транзисторов характеризуют с помощью коэффициента шума. Обычно коэффициент шума определяют как отношение полной мощности шумов на выходе усилителя к той ее части, которая обусловлена тепловым шумом сопротивления источника сигнала [1, 2]. С этой же точки зрения коэффициент шума представляет собой отношение мощности шума на выходе реального усилителя к мощности шума на выходе идеального (т. е. нешумящего) усилителя, имеющего то же усиление. Другим, также распространенным определением коэффициента шума является представление его как результат деления отношения мощности сигнала к мощности шума на входе усилителя на отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе. С этой позиции коэффициент шума можно представить как характеристику ухудшения отношения сигнала к шуму при прохождении сигнала через усилитель. Могут быть даны и другие определения коэффициента шума, но все они, так же как и приведенные, идентичны друг другу. Наиболее удобным для наших целей будет первое из данных здесь определений, которое можно представить следующим выражением:

$$F = \frac{\overline{u_{ш}^2}}{e_R^2 K_u^2}, \quad (3)$$

где F — коэффициент шума; $\bar{u}_{ш}^2$ — средний квадрат полного шумового напряжения на выходе усилителя; e_{Rr}^2 — средний квадрат напряжения теплового шума сопротивления источника сигнала; K_u — коэффициент усиления по напряжению, определяемый как отношение напряжения на нагрузке к э. д. с. источника сигнала.

Очевидно, что

$$F = 1 + \frac{\bar{u}_{ш. yc}^2}{e_{Rr}^2 K_u^2}, \quad (3a)$$

где $\bar{u}_{ш. yc}^2$ — средний квадрат выходного напряжения шума, генерируемого только самим усилителем. Следовательно, коэффициент шума усилителя, не вносящего собственных шумов, равен 1.

Если учесть, что отношение $\bar{u}_{ш}^2 / K_u^2$ представляет собой приведенное во входную цепь полное шумовое напряжение, которое обозначим $\bar{e}_{ш. п}^2$, а тепловой шум сопротивления источника сигнала определяется формулой Найквиста, выражение (3) запишется в таком виде:

$$F = \frac{\bar{e}_{ш. п}^2}{4kTR_r\Delta f}. \quad (4)$$

С помощью формулы (4) по известной величине коэффициента шума для некоторого сопротивления R_r можно определять приведенное во входную цепь напряжение шума. Удобно делать это с помощью рис. 4, на котором приведены зависимости среднеквадратичного входного шумового напряжения в полосе 1 Гц от коэффициента шума при разных значениях сопротивления R_r . Например, определим напряжение шума, приведенного ко входу, $\sqrt{\bar{e}_{ш. п}^2}$, в полосе частот 100 Гц, если коэффициент шума транзистора равен 4 дБ при $R_r = 10$ кОм. Из рис. 4 получим, что $\sqrt{\bar{e}_{ш. п}^2 / \Delta f} = 2 \cdot 10^{-8}$ В/Гц^{1/2}, тогда в полосе 100 Гц $\sqrt{\bar{e}_{ш. п}^2} = 2 \cdot 10^{-8} \sqrt{100} = 2 \cdot 10^{-7}$ В = 0,2 мкВ.

Необходимо помнить, что величина $\sqrt{\bar{e}_{ш. п}^2}$ представляет собой не напряжение на входных зажимах транзисторного усилителя, а э. д. с. генератора, включенного последовательно с генератором источника сигнала (рис. 5).

В связи с тем, что коэффициент шума представляет собой меру сравнения шума усилителя на транзисторе с тепловым шумом некоторого (по существу произвольного) сопротивления, он сильно зависит от сопротивления источника сигнала [2], что является существенным

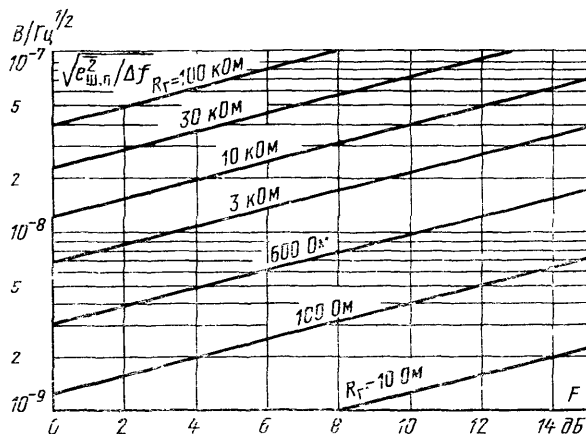


Рис. 4. Характеристики связи приведенного ко входу среднеквадратичного шумового напряжения в полосе 1 Гц с коэффициентом шума при разных сопротивлениях источника сигнала $R_{Г}$.

недостатком этого параметра. Этот недостаток не позволяет непосредственно использовать приводимую в справочных данных величину коэффициента шума, измеренную для стандартизованного сопротивления источника сигнала, при расчете усилителей, у которых реаль-



Рис. 5. Эквивалентная схема, представляющая шумы усилителя приведенным во входную цепь шумовым напряжением.

ная величина сопротивления источника сигнала отличается от используемой при измерении. Пренебрежение этим обстоятельством, как будет показано ниже, может привести к ошибкам в выборе транзистора.

Следует заметить также, что поскольку коэффициент шума является относительной величиной, то приводимые зависимости от сопротивления генератора и рабочего тока не позволяют сразу выбрать оптимальные

условия в случае, когда важна абсолютная величина уровня шума. Этих недостатков позволяет избежать метод оценки шумовых свойств транзисторов с помощью эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока [4].

Сущность этого способа оценки шумов транзисторов сводится к тому, что на основании общей теории шумов реальный усилительный каскад на транзисторе представляется эквивалентной схемой, содержащей генератор эквивалентного шумового напряжения $\sqrt{\overline{e^2}}$, включенный последовательно с входом, и генератор эквивалентного шумового тока $\sqrt{\overline{i^2}}$, включенный параллельно входу (рис. 6). Эти параметры, являясь собственными характеристиками транзистора, не зависят от условий на входе. С их помощью можно определить абсолютный уровень шума транзисторного усилителя при любом сопротивлении источника сигнала. Например, если эквивалентные шумовые напряжение и ток некоррелированы, то выражение для оценки шумового напряжения на выходе имеет вид:

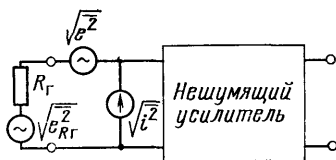


Рис. 6. Эквивалентная схема, представляющая шумы усилителя с помощью генераторов эквивалентного шумового напряжения $\sqrt{\overline{e^2}}$ и эквивалентного шумового тока $\sqrt{\overline{i^2}}$; $\sqrt{\overline{e_{R_r}^2}}$ — генератор теплового шума сопротивления источника сигнала R_r .

$$\overline{u_{ш}^2} = (\overline{e^2} + \overline{i^2} R_r^2 + \overline{e_{R_r}^2}) K_u^2. \quad (5)$$

Эквивалентные шумовые параметры позволяют также определить коэффициент шума при любом сопротивлении источника сигнала. Действительно, для приведенной на рис. 6 эквивалентной схемы, если шумовые генераторы некоррелированы, формула (4) записывается в следующем виде:

$$F = \frac{4kTR_r\Delta f + \overline{e^2} + \overline{i^2} R_r^2}{4kTR_r\Delta f}. \quad (6)$$

С помощью эквивалентного шумового напряжения и тока довольно просто определяется оптимальное сопротивление источника сигнала $R_{r, \text{опт}}$, т. е. сопротивление,

при котором коэффициент шума имеет минимальную для данного режима смещения величину, обозначаемую далее $F_{\text{мин}}$. Для этого приравняем нулю первую производную выражения (6) по R_{Γ} . Тогда, решая полученное уравнение относительно R_{Γ} , получаем:

$$R_{\Gamma, \text{опт}} = \sqrt{\frac{\bar{e}^2}{\bar{i}^2}}. \quad (7)$$

Коэффициент шума в этом случае определяется выражением

$$F_{\text{мин}} = 1 + \frac{\sqrt{\bar{e}^2 \bar{i}^2}}{2kT\Delta f}. \quad (8)$$

Далее, определяя величины \bar{e}^2 и \bar{i}^2 для различных токов эмиттера, можно найти оптимальное сопротивление источника сигнала для оптимального тока эмиттера, т. е. условия наименьшего шума данного транзистора; эти оптимальные условия определять другими способами гораздо сложнее.

Зная величины оптимального сопротивления источника сигнала и соответствующего коэффициента шума, можно непосредственно через них вычислить коэффициент шума для некоторого произвольного сопротивления источника сигнала R_{Γ} . Действительно, из уравнений (6) — (8) можно получить выражение, связывающее коэффициент шума при заданном сопротивлении R_{Γ} со значениями $F_{\text{мин}}$ и $R_{\Gamma, \text{опт}}$:

$$F = 1 + \left(\frac{F_{\text{мин}} - 1}{2} \right) \left(\frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma, \text{опт}}} + \frac{R_{\Gamma, \text{опт}}}{R_{\Gamma}} \right). \quad (9)$$

Необходимо заметить, что эквивалентные шумовые генераторы могут быть коррелированными. Этот вопрос будет подробнее рассмотрен ниже. Здесь отметим лишь, что формула (7) для $R_{\Gamma, \text{опт}}$ остается справедливой и при наличии корреляции, а выражение для $F_{\text{мин}}$ приобретает следующий вид:

$$F_{\text{мин}} = 1 + (1 + c) \frac{\sqrt{\bar{e}^2 \bar{i}^2}}{2kT\Delta f}, \quad (10)$$

где c — коэффициент корреляции.

Преимущество эквивалентных шумовых напряжения и тока по сравнению с коэффициентом шума при стандартизованной величине сопротивления источника сигнала не ограничивается их большей универсальностью и

удобством при проектировании малошумящих усилителей. Другим преимуществом эквивалентных шумовых параметров является их более конкретное физическое содержание.

Коэффициент шума, определяемый при некоторой величине сопротивления источника сигнала, является функцией всех источников шума в транзисторе [5]. В то же время эквивалентное шумовое напряжение и эквивалентный шумовой ток, будучи параметрами соответственно короткозамкнутого и разомкнутого со стороны входа каскада на транзисторе, являются в той или иной степени функциями некоторых отдельных источников шума, а не всех одновременно [6]. Следовательно, анализ связи эквивалентных шумовых напряжения и тока с источниками шумов в транзисторе и результатов их экспериментального исследования может использоваться для определения роли тех или других источников шума в транзисторе, для выяснения влияния различного рода факторов на источники шума и лучшего физического понимания различных шумовых характеристик. Для этих целей необходимо рассчитать эквивалентные шумовые параметры через возможные источники шума в транзисторе, его физические параметры и характеристики режима смещения.

Надо подчеркнуть, что с целью получения аналитических выражений для эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока необходимо производить непосредственный расчет эквивалентных шумовых схем. Используемый иногда метод анализа расчетных выражений для коэффициента шума может привести к ошибкам, так как расчет коэффициента шума обычно производится [7] при некоторых допущениях, не выполняющихся, в частности, при условии холостого хода во входной цепи.

3. СВЯЗЬ ПАРАМЕТРОВ \bar{e}^2 И \bar{i}^2 С ИСТОЧНИКАМИ ШУМОВ В ОБЛАСТИ БЕЛОГО СПЕКТРА

При построении малошумящих усилителей на транзисторах используется, как правило, схема с общим эмиттером, поэтому расчет будет проведен именно для этой схемы включения.

Для расчета эквивалентных шумовых параметров в области шумов белого спектра воспользуемся несколь-

ко видоизмененным вариантом эквивалентной шумовой схемы Джаколетто (рис. 7). Эта схема относится к так называемым физическим эквивалентным схемам, в которых отдельные элементы имеют конкретное физическое содержание. Удобство выбранной эквивалентной схемы заключается в том, что в ней все источники шума при достаточно малых обратных токах практически некоррелированы, что существенно упрощает процедуру расчета.

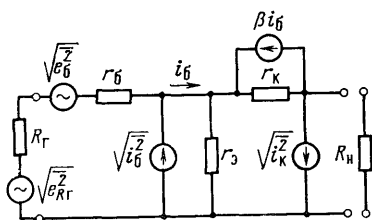


Рис. 7. Низкочастотная эквивалентная шумовая схема транзистора в области шумов белого спектра.

Кроме того, определенные удобства этой схемы связаны с тем, что в ней источники дробовых шумов отображают флуктуации тока базы и тока коллектора, т. е. токов, которые для обсуждаемой схемы с общим эмиттером являются соответственно входным и выходным токами.

В эквивалентной схеме, приведенной на рис. 7, генератор $\sqrt{e_b^2}$ представляет тепловые шумы объемного сопротивления базы r_b . Шумы внутреннего сопротивления генератора сигнала R_r учитываются с помощью генератора $\sqrt{e_{Rr}^2}$. Источник шума $\sqrt{i_b^2}$ отображает флуктуации тока базы. Генератор $\sqrt{i_k^2}$ представляет дробовой шум тока коллектора, точнее той части этого тока, которая обусловлена инжекцией из эмиттера¹.

Сопротивления r_o и r_k в рассматриваемой эквивалентной схеме представляют собой дифференциальные сопротивления эмиттерного и коллекторного переходов соответственно. Генератор тока βi_b отражает передачу тока из входной цепи в выходную и характеризует усиительные свойства транзистора.

Источники шумов в эквивалентной схеме характеризуются следующими выражениями:

$$\overline{e_b^2} = 4kTr_b\Delta f; \quad (11)$$

¹ Для упрощения анализа в данном параграфе считаются пренебрежимо малыми шумы, связанные с обратным током коллекторного перехода, что справедливо для кремниевых планарных транзисторов при комнатной температуре. Эти шумы будут рассмотрены в следующем параграфе и разделах, посвященных температурной зависимости шумовых параметров.

$$\overline{e_{R_1}^2} = 4kTR_1\Delta f; \quad (12)$$

$$\overline{i_6^2} = 2qI_9(1 - \alpha)\Delta f; \quad (13)$$

$$\overline{i_{\alpha}^2} = 2qI_9\alpha\Delta f, \quad (14)$$

где I_9 — постоянный ток эмиттера; α — коэффициент передачи постоянного тока в схеме с общей базой.

Если обратный ток коллекторного перехода пренебрежимо мал по сравнению с током $I_9(1 - \alpha)$, то формулы (13) и (14) могут быть записаны соответственно в таком виде:

$$\overline{i_6^2} = 2qI_6\Delta f;$$

$$\overline{i_K^2} = 2qI_K\Delta f,$$

где I_6, I_K — постоянные токи базы и коллектора соответственно.

Для вычисления эквивалентного шумового напряжения следует учесть, что при коротком замыкании во входной цепи весь выходной шум усилителя определяется генератором $\sqrt{\overline{e^2}}$ (см. рис. 6). Поэтому необходимо определить величину выходного напряжения шума и коэффициента усиления по напряжению $K_{u.k.z}$ при короткозамкнутых входных зажимах. Тогда

$$\overline{e^2} = \frac{\overline{u_{ш.к.з}^2}}{K_{u.k.z}^2},$$

или

$$\overline{e^2} = \frac{\overline{i_{н.к.з}^2} R_H^2}{K_{u.k.z}^2}, \quad (15)$$

где $\overline{u_{ш.к.з}^2}$ — средний квадрат величины напряжения шума на нагрузке усилительного каскада на транзисторе при короткозамкнутой входной цепи; $\overline{i_{н.к.з}^2}$ — средний квадрат величины шумового тока в нагрузке при коротком замыкании на входе; R_H — сопротивление нагрузки.

При условии холостого хода во входной цепи согласно эквивалентной схеме, приведенной на рис. 6, весь выходной шум обусловлен генератором эквивалентного шумового тока. Поэтому величина эквивалентного шумового тока определяется как

$$\overline{i^2} = \frac{\overline{i_{н.х.х}^2}}{K_{i_{х.х}}^2}, \quad (16)$$

где $\bar{i}_{н.х.х}^2$ — средний квадрат величины шумового тока в нагрузке усилительного каскада на транзисторе при разомкнутых входных зажимах (холостой ход); $K_{и.х.х}$ — коэффициент усиления по току усилительного каскада на транзисторе при разомкнутой входной цепи.

Для определения величин $\bar{i}_{н.к.з}^2$ и $\bar{i}_{н.х.х}^2$ рассчитаем шумовой ток $\bar{i}_{н}^2$ в нагрузке эквивалентной схемы, приведенной на рис. 7, при произвольном значении сопротивления источника сигнала. Расчет будем производить при следующих допущениях:

1. Шум и сигнал передаются с входа транзистора на выход только через эквивалентный генератор тока коллекторной цепи βi_b .

2. Рассматривается только область низких частот, поэтому считаем, что все сопротивления активные, а коэффициент передачи тока базы от частоты не зависит.

3. Внутренняя обратная связь в транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, отрицательная [5].

4. Сопротивление коллекторного перехода велико, а именно $r_k \gg R_n$ и $r_k \gg r_э + r_б$.

5. Все шумовые генераторы некоррелированы.

Шумовой ток в нагрузке усилительного каскада определяется следующим образом:

$$\bar{i}_n^2 = \sum_{n=1}^N \bar{i}_n^2, \quad (17)$$

где i_n — составляющая тока в нагрузке, обусловленная действием одного из генераторов эквивалентной схемы, показанной на рис. 7.

Полярности шумовых генераторов принимаются произвольными, так как для расчета шумовых параметров это не имеет значения. Вычисление составляющих тока i_n будем производить методом суперпозиции с учетом действия эквивалентного генератора βi_b [5]. Тогда ток базы i_{b1} , обусловленный генератором $\sqrt{e_{Rr}^2}$, будет определяться следующим уравнением:

$$i_{b1} = \frac{e_{Rr}}{R_r + r_б + r_э} - \frac{\beta i_{b1} r_э}{R_r + r_б + r_э},$$

из которого определяется ток i_{b1} , а затем ток βi_{b1} , который полностью протекает в цепи нагрузки и, следовательно, является искомой составляющей.

В результате получим:

$$\bar{i}_1^2 = \frac{\bar{e}_{R_1}^2 \beta^2}{[R_r + r_6 + r_9 (\beta + 1)]^2}.$$

Учитывая, что входное сопротивление в схеме с общим эмиттером определяется как

$$R_{вх} = r_6 + r_9 (\beta + 1), \quad (18)$$

запишем формулу для тока \bar{i}_1^2 в следующем виде:

$$\bar{i}_1^2 = \frac{\bar{e}_{R_1}^2 \beta^2}{(R_r + R_{вх})^2}. \quad (19)$$

Эквивалентный генератор $\sqrt{\bar{e}_6^2}$ включен последовательно с $\sqrt{\bar{e}_{R_r}^2}$, поэтому составляющая \bar{i}_2^2 будет определяться выражением, аналогичным выражению для \bar{i}_1^2 :

$$\bar{i}_2^2 = \frac{\bar{e}_6^2 \beta^2}{(R_r + R_{вх})^2}. \quad (20)$$

Ток i_{63} , обусловленный генератором $\sqrt{\bar{i}_6^2}$, определяется из уравнения

$$i_{63} = \frac{i_6 (R_r + r_6)}{R_r + r_6 + r_9} = \frac{\beta i_{63} r_9}{R_r + r_6 + r_9}.$$

Тогда составляющая \bar{i}_3^2 будет равна:

$$\bar{i}_3^2 = \frac{\beta^2 \bar{i}_6^2 (R_r + r_6)^2}{(R_r + R_{вх})^2}. \quad (21)$$

Ток $\sqrt{\bar{i}_k^2}$ не ответвляется в цепь эмиттера, поэтому

$$\bar{i}_4^2 = \bar{i}_k^2. \quad (22)$$

Таким образом, шумовой ток в нагрузке схемы, приведенной на рис. 7, равен:

$$\bar{i}_н^2 = \frac{\beta^2 \bar{e}_{R_r}^2}{(R_r + R_{вх})^2} + \frac{\beta^2 \bar{e}_6^2}{(R_r + R_{вх})^2} + \frac{\beta^2 \bar{i}_6^2 (R_r + r_6)^2}{(R_r + R_{вх})^2} + \bar{i}_k^2. \quad (23)$$

Будем считать, что при условии короткого замыкания во входной цепи выполняется соотношение

$$R_{г.з} \ll r_6,$$

тогда шумовой ток $\overline{i_{н.к.з}^2}$ можно выразить в следующем виде:

$$\overline{i_{н.к.з}^2} \approx \frac{\beta^2 \overline{e_6^2}}{R_{вх}^2} + \frac{\beta^2 \overline{i_6^2} r_6^2}{R_{вх}^2} + \overline{i_k^2}. \quad (24)$$

Коэффициент усиления по напряжению каскада на транзисторе в схеме с общим эмиттером приблизительно равен:

$$K_u \approx \frac{\beta R_H}{R_r + R_{вх}}. \quad (25)$$

При коротком замыкании во входной цепи

$$K_{u\text{ к.з}} \approx \frac{\beta R_H}{R_{вх}}. \quad (26)$$

Подставляя выражения (24) и (26) в (15), получаем формулу для эквивалентного шумового напряжения:

$$\overline{e^2} \approx \overline{e_6^2} + \overline{i_6^2} r_6^2 + \frac{\overline{i_k^2} R_{вх}^2}{\beta^2}. \quad (27)$$

Шумовой ток $\overline{i_{н.х.х}^2}$ определим из выражения (23), задавшись условием холостого хода во входной цепи, т. е. при $R_r \gg R_{вх}$:

$$\overline{i_{н.х.х}^2} \approx \frac{\beta^2 \overline{e_{Rr}^2}}{R_{г.х.х}^2} + \frac{\beta^2 \overline{e_6^2}}{R_{г.х.х}^2} + \beta^2 \overline{i_6^2} + \overline{i_k^2}. \quad (28)$$

Коэффициент усиления по току каскада на транзисторе в схеме с общим эмиттером при разомкнутой входной цепи равен коэффициенту передачи переменного тока базы [5], т. е.

$$K_{i\text{ х.х}} = \beta. \quad (29)$$

Сопротивление $R_{г.х.х}$, обеспечивающее условие холостого хода при определении эквивалентного шумового тока, должно удовлетворять следующему неравенству:

$$\overline{i^2} \gg \frac{4kT\Delta f}{R_{г.х.х}}. \quad (30)$$

Выполнение последнего соотношения обеспечивает пренебрежимо малую величину теплового шума сопротивления источника сигнала.

После подстановки выражений (28) и (29) в (16) и учета условия (30) получим выражение для эквивалентного шумового тока:

$$\overline{i^2} \approx \overline{i_6^2} + \frac{\overline{i_k^2}}{\beta^2}. \quad (31)$$

4. РАСЧЕТ ЭКВИВАЛЕНТНОГО ШУМОВОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ЭКВИВАЛЕНТНОГО ШУМОВОГО ТОКА В ОБЛАСТИ ШУМА ТИПА $1/f$

Для теоретического рассмотрения шумовых характеристик в области шума типа $1/f$ необходимо ввести в эквивалентную схему основные источники шумов этого типа. Шумы типа $1/f$, обусловленные флуктуациями скорости рекомбинации в приповерхностных областях эмиттерного перехода и смежной с ним области базы [8], связаны с током базы и могут быть учтены введением в схему, приведенную на рис. 7, генератора тока $\sqrt{\bar{i}_{\phi, \text{э}}^2}$, включенного параллельно генератору $\sqrt{\bar{i}_{\text{б}}^2}$. Шумы, возникающие вследствие флуктуаций поверхностной утечки по периметру коллекторного перехода, можно учесть путем включения параллельно сопротивлению коллекторного перехода r_k генератора шумового тока $\sqrt{\bar{i}_{\text{ф.к}}^2}$. Эквивалентная шумовая схема, учитывающая основные источники шума в области низ-

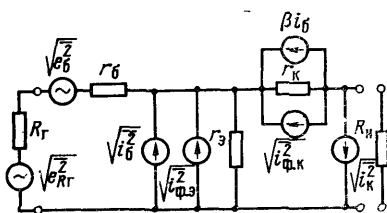


Рис. 8. Низкочастотная эквивалентная шумовая схема транзистора, учитывающая источники шума типа $1/f$.

ких частот, включая область шума типа $1/f$, показана на рис. 8. Вычисление параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2 в области шума типа $1/f$ проводится аналогично случаю белого шума и при тех же допущениях, т. е. вычисляется шумовой ток в нагрузке путем суммирования составляющих, обусловленный действием отдельных генераторов эквивалентной схемы. Компоненты \bar{i}_1^2 , \bar{i}_2^2 , \bar{i}_3^2 и \bar{i}_4^2 , обусловленные действием источников белого шума, определяются соответственно выражениями (19) — (22). Ток $i_{\text{б5}}$, вызываемый генератором $i_{\text{ф.э}}$ (рис. 8), может быть рассчитан с помощью такого уравнения:

$$i_{\text{б5}} = \frac{i_{\text{ф.э}}(R_r + r_b)}{R_r + r_b + r_3} - \frac{\beta i_{\text{б5}} r_3}{R_r + r_b + r_3}.$$

В результате получим, что ток $i_{\text{б5}}$ равен:

$$\bar{i}_{\text{б5}}^2 = \frac{\beta^2 \bar{i}_{\text{ф.э}}^2 (R_r + r_b)^2}{(R_r + R_{\text{вх}})^2}. \quad (32)$$

При расчете шума, вызываемого генератором $\sqrt{i_{\phi, \kappa}^2}$, необходимо учитывать, что генератор тока βi_6 связан только с теми составляющими тока базы, которые протекают через эмиттерный переход. Тогда составляющая тока базы i_{66} , определяемая действием источника шума $i_{\phi, \kappa}$, определяется из уравнения

$$i_{66} = \frac{i_{\phi, \kappa} (r_6 + R_r)}{R_r + r_6 + r_9} - \frac{\beta i_{66} r_9}{R_r + r_6 + r_9}$$

и равна

$$i_{66} = \frac{i_{\phi, \kappa} (r_6 + R_r)}{R_r + r_6 + r_9 (\beta + 1)}.$$

Учитывая, что ток i_6 , вызываемый в нагрузке генератором $i_{\phi, \kappa}$, определяется суммой токов $i_{\phi, \kappa} + i_{66}\beta$, получим выражение для \bar{i}_6^2 в следующем виде:

$$\bar{i}_6^2 = \frac{\bar{i}_{\phi, \kappa}^2 (R_r + r_6 + r_9)^2 (\beta + 1)^2}{(R_r + R_{вх})^2}. \quad (33)$$

По источнику своего возникновения шуму типа $1/f$ коллекторного перехода близок шум обратного тока коллекторного перехода $I_{\kappa, 60}$. Этот шум относится к дробовым шумам, однако он встречается далеко не у всех транзисторов, поэтому для упрощения обсуждается здесь в связи с анализом шума источника $\sqrt{\bar{i}_{\phi, \kappa}^2}$. Генератор шумового тока $\sqrt{\bar{i}_{\kappa 0}^2}$, представляющий дробовой шум обратного тока коллекторного перехода, включается так же, как и генератор $\sqrt{\bar{i}_{\phi, \kappa}^2}$, т. е. параллельно сопротивлению r_{κ} , поэтому составляющая \bar{i}_7^2 выходного шума, обусловленная действием генератора $\sqrt{\bar{i}_{\kappa 0}^2}$, будет определяться выражением, аналогичным (33), т. е.

$$\bar{i}_7^2 = \frac{\bar{i}_{\kappa 0}^2 (R_r + r_6 + r_9)^2 (\beta + 1)^2}{(R_r + R_{вх})^2}. \quad (34)$$

Подставляя формулы (19) — (22), (32) — (34) в (17), получаем выражение для полного шумового тока в нагрузке эквивалентной схемы, изображенной на рис. 8:

$$\begin{aligned} \overline{i_h^2} = & \frac{\beta^2 \overline{e_R^2}}{(R_\Gamma + R_{BX})^2} + \frac{\beta^2 \overline{e_6^2}}{(R_\Gamma + R_{BX})^2} + \frac{\beta^2 \overline{i_6^2} (R_\Gamma + r_6)^2}{(R_\Gamma + R_{BX})^2} + \\ & + \frac{\beta^2 \overline{i_{\Phi, \Theta}^2} (R_\Gamma + r_6)^2}{(R_\Gamma + R_{BX})^2} + \frac{\overline{i_{\Phi, K}^2} (R_\Gamma + r_6 + r_\Theta)^2 (\beta + 1)^2}{(R_\Gamma + R_{BX})^2} + \\ & + \frac{\overline{i_{K0}^2} (R_\Gamma + r_6 + r_\Theta)^2 (\beta + 1)^2}{(R_\Gamma + R_{BX})^2} + \overline{i_K^2}. \end{aligned} \quad (35)$$

Шумовой ток в нагрузке при коротком замыкании во входной цепи будет определяться выражением

$$\begin{aligned} \overline{i_{н.к.з}^2} \approx & \frac{\beta^2 \overline{e_6^2}}{R_{BX}^2} + \frac{\beta^2 \overline{i_6^2} r_6^2}{R_{BX}^2} + \frac{\beta^2 \overline{i_{\Phi, \Theta}^2} r_6^2}{R_{BX}^2} + \\ & + \frac{\overline{i_{\Phi, K}^2} (r_6 + r_\Theta)^2 (\beta + 1)^2}{R_{BX}^2} + \frac{\overline{i_{K0}^2} (r_6 + r_\Theta)^2 (\beta + 1)^2}{R_{BX}^2} + \overline{i_K^2}, \end{aligned} \quad (36)$$

а при холостом ходе

$$\overline{i_{н.к.х}^2} \approx \beta^2 \overline{i_6^2} + \beta^2 \overline{i_{\Phi, \Theta}^2} + \overline{i_{\Phi, K}^2} (\beta + 1)^2 + \overline{i_{K0}^2} (\beta + 1)^2 + \overline{i_K^2}. \quad (37)$$

Подставляя выражения (36), (26) и (37), (29) в (15) и (16) соответственно, получаем общие уравнения для эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока в области частот, на которых проявляется действие шумов типа $1/f$:

$$\begin{aligned} \overline{e^2} \approx & \overline{e_6^2} + \overline{i_6^2} r_6^2 + \overline{i_{\Phi, \Theta}^2} r_6^2 + \frac{\overline{i_{\Phi, K}^2} (r_6 + r_\Theta)^2 (\beta + 1)^2}{\beta^2} + \\ & + \frac{\overline{i_{K0}^2} (r_6 + r_\Theta)^2 (\beta + 1)^2}{\beta^2} + \frac{\overline{i_K^2} [r_6 + r_\Theta (\beta + 1)]^2}{\beta^2}; \end{aligned} \quad (38)$$

$$\overline{i^2} \approx \overline{i_6^2} + \overline{i_{\Phi, \Theta}^2} + \frac{\overline{i_{\Phi, K}^2} (\beta + 1)^2}{\beta^2} + \frac{\overline{i_{K0}^2} (\beta + 1)^2}{\beta^2} + \frac{\overline{i_K^2}}{\beta^2}. \quad (39)$$

5. СВЯЗЬ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК С ПАРАМЕТРАМИ ТРАНЗИСТОРА И РЕЖИМОМ СМЕЩЕНИЯ

Многими исследователями давно обнаружено, что малощумящие транзисторы имеют низкие обратные токи коллекторного перехода и относительно высокие значения коэффициента передачи тока базы [2, 9, 10]. Это же можно заметить уже при предварительном рассмотрении полных выражений (38) и (39) для эквива-

лентных шумовых напряжения и тока. С другой стороны, для достижения малого коэффициента шума на низких частотах следует устанавливать величину рабочего тока транзистора не выше нескольких десятых долей миллиампера. При выполнении указанных условий выражения для параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2 в области белого шума могут быть записаны в очень простой форме:

$$\bar{e}^2 \approx \bar{e}_6^2 + \frac{\bar{i}_k^2 R_{вх}^2}{\beta^2}; \quad (40)$$

$$\bar{i}^2 \approx \bar{i}_6^2. \quad (41)$$

Таким образом, можно считать, что для маломушящих транзисторов в области белого шума эквивалентное шумовое напряжение определяется тепловым шумом сопротивления базы и дробовым шумом тока коллектора (это хорошо видно на графике рис. 9); эквивалентный шумовой ток представляет дробовой шум тока базы.

Рассмотрим зависимости величин \bar{e}^2 и \bar{i}^2 от рабочего тока. Для этого подставим в (40) и (41) соответствующие выражения для параметров шумовых генераторов и

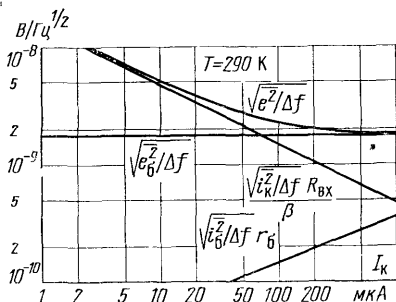


Рис. 9. Зависимости эквивалентного шумового напряжения и его составляющих от тока коллектора ($r_6 = 200$ Ом, $B = 60$ при $I_K = 100$ мкА).

входного сопротивления каскада с общим эмиттером:

$$\bar{e}^2 \approx 4kTr_6 \Delta f + 2qI_k \frac{[r_6 + r_e(\beta + 1)]^2}{\beta^2} \Delta f; \quad (42)$$

$$\bar{i}^2 \approx 2qI_6 \Delta f. \quad (43)$$

Учитывая, что дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода r_e обратно пропорционально величине тока эмиттера, из выражения (42) можно определить, что при снижении рабочего тока происходит увеличение эквивалентного шумового напряжения вследствие уменьшения коэффициента усиления схемы по напряжению, что приводит к возрастанию приведенного

ко входу дробового шума коллекторного тока (рис. 9). Нетрудно заметить, что эквивалентный шумовой ток при снижении рабочего тока падает из-за уменьшения величины тока базы, дробовой шум которого определяет величину \bar{i}^2 .

Численная оценка величин \bar{e}^2 и \bar{i}^2 с помощью полученных формул показывает, что для маломушующих кремниевых планарных транзисторов в области наиболее интересных токов 50—1000 мкА расчетные данные хорошо совпадают с экспериментальными (рис. 10). Это свидетельствует о том, что выбранная методика расчета и принятые допущения справедливы в этой области. При токах коллектора около 10 мкА и ниже экспериментальные результаты превышают ожидаемые расчетные данные, что может быть отнесено за счет действия каких-то неучтенных в проведенном анализе источников шума, проявляющихся в области очень малых токов, или невыполнения каких-либо из сделанных допущений.

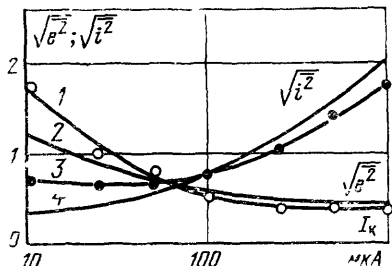


Рис. 10. Зависимости приведенных среднеквадратичных значений эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока на частоте 10 кГц от тока коллектора (транзистор типа КТ312).

1 — экспериментальная кривая для параметра $\sqrt{\bar{e}^2}$; 2 — расчетная кривая для $\sqrt{\bar{e}^2}$; 3 — экспериментальная кривая для параметра $\sqrt{\bar{i}^2}$; 4 — расчетная кривая для $\sqrt{\bar{i}^2}$.

Одним из таких источников шума может являться шум, возникающий вследствие захвата электронов (для *n-p-n* транзисторов) ловушками в области пространственного заряда эмиттерного перехода и их последующего возвращения в эмиттер. Роль таких процессов, особенно заметных в кремниевых транзисторах, увеличивается при снижении уровня инжекции.

Электроны, не обладающие энергией, достаточной для преодоления потенциального барьера эмиттерного перехода, проникают на некоторое расстояние в глубь перехода и могут быть захвачены там ловушками. Такие захваченные электроны затем или рекомбинируют с оказавшейся поблизости дыркой, или, освободившись из ловушки, уносятся электрическим полем перехода в область эмиттера. По мере снижения уровня инжекции вероятность первого процесса (рекомбинации) уменьшается, а второго (возвращения в эмиттер) — растет. Так как время захвата электрона составляет около 10^{-11} с,

то связанные с этим процессом шумы на низких частотах следует отнести к дробовым шумам. При снижении рабочего тока, а значит и его дробового шума растет относительная роль шума, обусловленного захватом — освобождением электронов ловушками области перехода.

Другой причиной расхождения экспериментальных результатов и расчетных данных в области очень малых токов на частотах верхней части звукового диапазона может быть невыполнение допущения о том, что коэффициент передачи тока не зависит от частоты. Действительно, в области токов ниже 100 мкА происходит уменьшение граничной частоты коэффициента передачи. Это явление подробнее будет рассмотрено в гл. 5.

Оптимальное сопротивление источника сигнала $R_{г. \text{опт}}$, полученное подстановкой в уравнение (7) выражений (42) и (43), запишется в следующем виде:

$$R_{г. \text{опт}} \approx \sqrt{2r_6 r_9 (B + 1) + r_9^2 B} ; \quad (44)$$

здесь B — статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером, определяемый выражением

$$B = \frac{I_k - I_{к.60}}{I_6 + I_{к.60}}. \quad (45)$$

Если сопротивление r_6 мало по сравнению с r_9 , т. е. в области малых токов эмиттера (обычно ниже 100 мкА), формула (44) упрощается:

$$R_{г. \text{опт}} \approx r_9 \sqrt{B}. \quad (46)$$

Как указывалось выше, коэффициент шума при оптимальном сопротивлении источника сигнала зависит от величины коэффициента корреляции эквивалентных шумовых напряжения и тока [см. выражение (10)]. Для определения коэффициента корреляции воспользуемся формулой, связывающей напряжение шума на выходе усилительного каскада с величинами \bar{e}^2 , \bar{i}^2 и c :

$$\bar{u}_ш^2 = (\bar{e}^2 + \bar{i}^2 R_r^2 + 2c \sqrt{\bar{e}^2 \bar{i}^2} R_r + \bar{e}_{R_r}^2) K_u^2,$$

откуда следует:

$$c = \frac{\bar{u}_ш^2 - \bar{e}^2 K_u^2 - \bar{i}^2 R_r^2 K_u^2 - \bar{e}_{R_r}^2 K_u^2}{2 \sqrt{\bar{e}^2 \bar{i}^2} R_r K_u^2}. \quad (47)$$

Учитывая, что $\bar{u}_ш^2 = \bar{i}_н^2 R_n^2$, подставим в уравнение (47) выражения (23) и (25) для шумового тока $\bar{i}_н^2$ и коэффициента усиления K_u , а также исходные выражения (27) и (31) для параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2 . Тогда, опуская громоздкие

промежуточные выкладки, получаем следующую формулу:

$$c = \frac{\beta^2 \overline{i_6^2} r_6 +}{\beta^2 \overline{i_6^2} r_6 + \overline{i_K^2} R_{вх} + \beta^2 \sqrt{\overline{e_6^2} \overline{i_6^2}} + \overline{i_K^2} R_{вх}} \rightarrow \frac{\beta^2 \overline{i_6^2} r_6 +}{\beta^2 \overline{i_6^2} r_6 + \overline{i_K^2} R_{вх} + \beta^2 \sqrt{\overline{e_6^2} \overline{i_6^2}} + \overline{i_K^2} R_{вх}} \quad (48)$$

При рассмотрении этого выражения нетрудно заметить, что коэффициент c меньше единицы и тем меньше, чем выше коэффициент передачи тока и чем ниже ток эмиттера. Используя формулы (11), (13) и (14) для $\overline{e_6^2}$, $\overline{i_6^2}$ и $\overline{i_K^2}$, можно произвести численную оценку величины c . Результаты вычислений, иллюстрируемые приведенным на рис. 11 графиком, показывают, что при $r_6/r_3 \leq 1$ и $\beta > 20$ коэффициент корреляции меньше 0,15 и продолжает уменьшаться при возрастании β . При коэффициенте корреляции, равном 0,15, разница в величинах коэффициента шума F (при $F < 5$ дБ) с учетом и без учета коэффициента корреляции не превышает 0,4 дБ. Если учесть, что мал шумящие транзисторы, как правило, имеют относительно высокие значения коэффициента β , а режимы наименьших шумов на низких частотах соответствуют токам ниже 1 мА, то можно сделать вывод, что в области шумов белого спектра на низких частотах с точностью, достаточной для оценки шумовых свойств, коэффициентом корреляции эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока можно пренебречь.

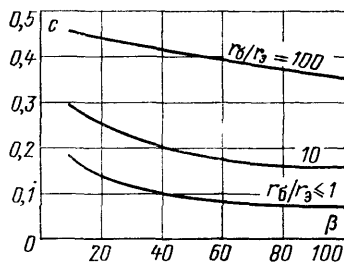


Рис. 11. Кривые, характеризующие связь коэффициента корреляции c с коэффициентом передачи базового тока β и сопротивлением эмиттерного перехода r_3 .

Физический смысл такой слабой корреляции эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока заключается в том, что их величины при достаточно больших коэффициентах передачи тока и малых рабочих токах определяются различными источниками шумов [см. выражения (40) и (41)]. Таким обра-

зом, при оценке шумовых свойств транзисторов с помощью величин $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ в области шумов белого спектра на низких частотах для определения значения минимального коэффициента шума $F_{\text{мин}}$ можно пользоваться выражением (8).

Теперь перейдем к анализу зависимости коэффициента $F_{\text{мин}}$ от рабочего тока и параметров транзистора. Подставляя в уравнение (8) выражения (42), (43) и производя упрощения, можно получить такую приближенную формулу для коэффициента $F_{\text{мин}}$:

$$F_{\text{мин}} \approx 1 + \left[\frac{2qr_6 I_K}{kTB} \right]^{1/2} + \frac{1}{B^{1/2}}. \quad (49)$$

Из полученного выражения хорошо видна связь коэффициента шума с коэффициентом передачи тока: чем выше коэффициент передачи тока базы, тем ниже коэффициент шума в области белого спектра.

В формуле (49) ток I_K в явном виде содержится только в числителе, что должно способствовать снижению коэффициента шума с уменьшением рабочего тока. Однако уровень тока сказывается на величине $F_{\text{мин}}$ еще и косвенным образом — через зависимость коэффициента передачи B от тока; уменьшение этого коэффициента при уменьшении рабочего тока действует в направлении увеличения коэффициента $F_{\text{мин}}$. Наличие этих встречных механизмов приводит к тому, что зависимость коэффициента $F_{\text{мин}}$ от тока имеет примерно параболический характер. Необходимо отметить, что указанные два механизма, определяющие токовую зависимость коэффициента $F_{\text{мин}}$, являются основными, но не единственными. В самом деле, при уменьшении коэффициента передачи тока начинают сказываться все в большей мере шумы от источников, которыми мы пренебрегли при получении выражений (40) и (41) для параметров $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$, предполагая, что транзисторы имеют высокий коэффициент передачи тока. Увеличение относительной роли этих источников (шума $\overline{i^2}_6$ в величине $\overline{e^2}$ и шума $\overline{i^2}_K$ в величине $\overline{i^2}$) способствует росту коэффициента $F_{\text{мин}}$ при снижении рабочего тока. С другой стороны, по мере увеличения тока коллектора растет коэффициент корреляции c , т. е. пренебречь им уже нельзя; это приводит к увеличению минимального коэффициента шума при относительно больших значениях тока коллектора.

Полученные полные выражения (38) и (39) для эквивалентных шумовых напряжений и тока определяют их в том случае, когда проявляются как источники белого шума, так и источники шума типа $1/f$. Если же рассматривать область шума типа $1/f$, т. е. частоты, на которых преобладают шумы от источников фликкер-шума, а относительная роль шумов от источников белого шума незначительна, выражения для эквивалентных шумовых напряжений и тока приобретут такой вид:

$$\overline{e^2} \approx \overline{i_{\text{ф.э}}^2} r_6^2 + \overline{i_{\text{ф.к}}^2} (r_6 + r_9)^2;$$

$$\overline{i^2} \approx \overline{i_{\text{ф.э}}^2} + \overline{i_{\text{ф.к}}^2}.$$

Фликкер-шум коллекторного перехода объясняется спонтанными флуктуациями поверхностной проводимости, поэтому характеризуется зависимостью от напряжения на коллекторном переходе [9, 11]. Следовательно, об относительной роли этого вида шума можно судить по характеру зависимости коэффициента шума от напряжения на коллекторном переходе. Результаты измерений показывают, что уровень шума малошумящих низкочастотных транзисторов, как германиевых сплавных, так и кремниевых планарных, на всех частотах звукового диапазона не зависит от коллекторного напряжения (от 0,5 до 10В) при любых значениях R_{Γ} и $I_{\text{к}}$, в том числе и в области малых токов коллектора (вплоть до 10 мкА). Это значит, что у этих транзисторов шумом типа $1/f$, связанным с поверхностью коллекторного перехода, можно пренебречь как в области средних величин рабочих токов (единицы миллиампер), так и в области микротоков.

Следовательно, для целей анализа малошумящих транзисторов можно пренебречь в формулах для параметров $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ членами с $\overline{i_{\text{ф.к}}^2}$, в результате чего получим, что в области шума со спектром вида $1/f$

$$\overline{e^2} \approx \overline{i_{\text{ф.э}}^2} r_6^2; \quad (50)$$

$$\overline{i^2} \approx \overline{i_{\text{ф.э}}^2}. \quad (51)$$

Интенсивность фликкер-шума эмиттерного перехода $\overline{i_{\text{ф.э}}^2}$, как показывают результаты экспериментов [12], пропорциональна I_6^n , где n имеет величину от 1 до 2. Поэтому в соответствии с выражениями (50) и (51) величины $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ в области шума типа $1/f$ будут уменьшаться

при снижении рабочего тока, тогда как в области белого шума величина $\overline{e^2}$ растет, а $\overline{i^2}$ падает при уменьшении тока I_K .

Подставляя выражения (50) и (51) в формулу (7) для оптимального сопротивления источника сигнала, получаем:

$$R_{г. \text{ опт}} \approx r_6. \quad (52)$$

Обращаясь к выражению (44) для сопротивления $R_{г. \text{ опт}}$ в области шумов белого спектра, нетрудно заметить, что при рабочих токах ниже 1 мА величина $R_{г. \text{ опт}}$ обычно превышает величину r_6 . Сравнивая этот вывод с формулой (52), приходим к заключению, что по мере снижения частоты и перехода от области белого шума к области шума типа $1/f$ должно происходить уменьшение величины $R_{г. \text{ опт}}$.

Рассмотрим поведение эквивалентных шумовых напряжений и тока при уменьшении рабочего тока в диапазоне средних и малых токов (от 1 мА до 10 мкА). При этом будем предполагать, что при средних токах величины $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ определяются формулами (50) и (51), т. е. рассматриваются частоты, на которых при средних значениях токов белым шумом можно пренебречь по сравнению с фликкер-шумом (к таким частотам обычно относятся нижние частоты звукового диапазона). По мере снижения тока коллектора (при сохранении высокого коэффициента усиления по току) происходит уменьшение составляющих величин $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$, определяемых фликкер-шумом. В то же время, как следует из уравнений (42) и (43), происходит снижение величины $\overline{i^2}$ и рост величины $\overline{e^2}$, определяемых дробовыми шумами. Следовательно, можно ожидать, что правомочность пренебрежения шумами белого спектра для величины $\overline{i^2}$ в области микротоков остается в силе. В то же время относительное влияние дробового шума на величину $\overline{e^2}$ по мере снижения тока растет по сравнению с долей фликкер-шума. Это должно привести к тому, что при малых величинах рабочего тока справедливость пренебрежения дробовым шумом нарушается. Этот вывод может быть проверен экспериментально. Для этого надо сравнить полученные в результате измерений спектральные плотности величины $\overline{e^2}$ на частоте нижней части звукового диапазона и на достаточно высокой частоте (выше

1 кГц). Тогда можно полагать, что первая из этих величин будет определяться суммарным действием источников фликкер-шума и белого шума, а вторая — только источниками белого шума. На рис. 12 приведены экспериментальные зависимости спектральной плотности эквивалентного шумового напряжения от тока коллектора на частотах 25 Гц и 5 кГц. Из графика следует, что при снижении тока коллектора действительно происходит сближение величин \bar{e}^2 на частотах 5 кГц и 25 Гц. В области токов ниже 100 мкА они становятся одного порядка по величине. Следовательно, при снижении рабочего тока возрастает влияние на величину \bar{e}^2 источников белого шума и уменьшается роль фликкер-шума. Выражение для эквивалентного шумового напряжения в области токов ниже примерно 100 мкА на частотах нижней части звукового диапазона должно записываться в таком виде:

$$\bar{e}^2 \approx i_{\phi, \text{э}}^2 r_6^2 + \bar{i}_k^2 r_5^2. \quad (53)$$

Проведенный анализ позволяет сделать два интересных вывода. Во-первых, относительная роль шума типа $1/f$ на данной частоте зависит от величины рабочего тока, т. е. если данная частота при средних и больших токах соответствует области шума со спектром типа $1/f$, то при малых токах шумовой параметр на этой же частоте может быть отнесен к области белого шума. Во-вторых, если нельзя пренебречь ни белым шумом, ни фликкер-шумом, последний относительно сильнее сказывается на величине \bar{i}^2 , чем на величине \bar{e}^2 , или, что то же самое, белый шум относительно сильнее сказывается на величине \bar{e}^2 , чем на величине \bar{i}^2 . Следовательно, могут наблюдаться случаи, когда на одной и той же частоте и при одном и том же токе коллектора величина \bar{i}^2 будет определяться источником шума типа $1/f$, а величина \bar{e}^2 —

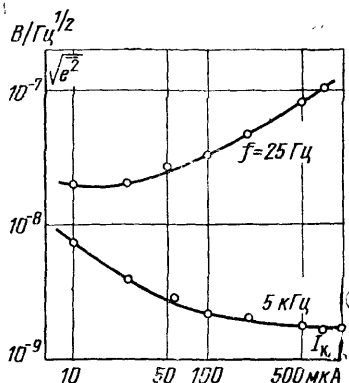


Рис. 12. Зависимости средне-квадратичного значения эквивалентного шумового напряжения в полосе 1 Гц на частотах 25 Гц и 5 кГц от тока коллектора (транзистор типа КТ312).

источниками белого шума. Полученные выводы в значительной степени относятся и к стандартной для шумовых измерений частоте 1000 Гц, которая часто оказывается в области частот, расположенной между областями шума типа $1/f$ и белого шума. Поэтому, если на частоте 1000 Гц проявляется действие фликкер-шума (особенно при средних и больших рабочих токах), то его влияние оказывается заметным только на одном из эквивалентных шумовых параметров, а именно на параметре \bar{i}^2 . Это относится прежде всего к малощумящим кремниевым планарным транзисторам. Учитывая, что белый шум определяется главным образом объемными явлениями, а значит, параметрами, хорошо воспроизводимыми при серийном производстве транзисторов, эквивалентное шумовое напряжение \bar{e}^2 должно характеризоваться слабым разбросом величин на частоте 1000 Гц (и, естественно, выше). В то же время фликкер-шум определяется случайными поверхностными факторами и дефектами в объеме, которые слабо поддаются управлению и контролю, а потому плохо воспроизводимы. Поэтому эквивалентный шумовой ток \bar{i}^2 на частоте 1000 Гц и ниже должен характеризоваться сильным разбросом величин даже для приборов одного типа. Эти заключения хорошо видны из вероятностей интегрального распределения величин $\sqrt{\bar{e}^2}$ и $\sqrt{\bar{i}^2}$, приведенных на рис. 13*.

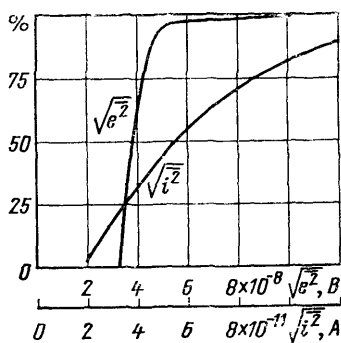


Рис. 13. Вероятности распределения величин $\sqrt{\bar{e}^2}$ и $\sqrt{\bar{i}^2}$ кремниевых планарных транзисторов на частоте 1000 Гц при токе коллектора 100 мкА ($N = 90$ шт.).

Если использовать полученное выражение (53) для эквивалентного шумового напряжения и считать, что параметр \bar{i}^2 определяется уравнением (51), то оптимальное

кремниевым планарным транзисторам. Учитывая, что белый шум определяется главным образом объемными явлениями, а значит, параметрами, хорошо воспроизводимыми при серийном производстве транзисторов, эквивалентное шумовое напряжение \bar{e}^2 должно характеризоваться слабым разбросом величин на частоте 1000 Гц (и, естественно, выше). В то же время фликкер-шум определяется случайными поверхностными факторами и дефектами в объеме, которые слабо поддаются управлению и контролю, а потому плохо воспроизводимы. Поэтому эквивалентный шумовой ток \bar{i}^2 на частоте 1000 Гц и ниже должен характеризоваться сильным разбросом величин даже для приборов одного типа. Эти заключения хорошо видны из вероятностей интегрального распределения величин $\sqrt{\bar{e}^2}$ и $\sqrt{\bar{i}^2}$, приведенных на рис. 13*.

* Получаемые в книге выводы, кроме отдельных оговоренных случаев, достаточно универсальны, так как проверялись на кремниевых планарных транзисторах разных типов, поэтому в приводимых на рисунках графиках и примерах не всегда указываются типы транзисторов.

сопротивление источника сигнала, которое равно отношению среднеквадратичных значений $\sqrt{\bar{e}^2}$ и $\sqrt{\bar{i}^2}$, будет равно:

$$R_{г. \text{ опт}} \approx \left(r_6^2 + \frac{\bar{i}_k^2}{\bar{i}_{\phi, \text{ э}}^2} r_9^2 \right)^{1/2}. \quad (54)$$

Из последнего выражения следует, что на частотах нижней части звукового диапазона при малых токах эмиттера сопротивление $R_{г. \text{ опт}}$ становится больше r_6 , которому оно равно при более высоких токах, и растет по мере снижения рабочего тока. Согласно вышеприведенному анализу причиной этого увеличения сопротивления $R_{г. \text{ опт}}$ является возрастание влияния источников белого шума на величину \bar{e}^2 . (Иногда, наблюдаемый экспериментально факт увеличения сопротивления $R_{г. \text{ опт}}$ в области нижних звуковых частот при снижении тока эмиттера относят за счет других явлений, например за счет влияния фликкер-шума коллекторного перехода [7].)

6. ВЫБОР УСЛОВИЙ СОГЛАСОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ШУМОВЫХ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Прежде всего обратим внимание на то, что наиболее часто измеряемый и приводимый обычно в справочных данных на транзисторы коэффициент шума при сопротивлении генератора сигнала 600 Ом в условиях чрезвычайно обширного в настоящее время диапазона применения мал шумящих транзисторов зачастую несет мало полезной информации для инженера — разработчика схем и может приводить к ошибкам при проектировании мал шумящих усилителей. Например, из двух транзисторов, имеющих коэффициенты шума 5 и 12 дБ, измеренные при $R_g = 600$ Ом, инженер-схемотехник выбирает первый прибор и отвергает второй. Однако в схеме, которую он разрабатывает, сопротивление генератора равно 10 кОм. При проверке с таким сопротивлением оказывается, что первый транзистор имеет коэффициент шума 8,5 дБ, тогда как казавшийся худшим транзистор имеет коэффициент шума 3,6 дБ!

Приведенный пример наглядно показывает, что результаты измерения коэффициента шума при стандартном сопротивлении источника сигнала нельзя использовать для выбора лучших (по шумам) образцов транзисторов для других, существенно отличающихся от стан-

дартного, сопротивлений генератора. Причина этого заключается в том, что сопротивление $R_r = 600 \text{ Ом}$, при котором обычно измеряется коэффициент шума, часто значительно отличается от сопротивления, соответствующего минимуму коэффициента шума, особенно при токах эмиттера меньше 1 мА. Это хорошо видно из приведенных ниже шумовых параметров двух вышеупомянутых транзисторов:

$\bar{e}^2, 10^{-18} \text{ В}^2/\text{Гц}$	$\bar{i}^2, 10^{-24} \text{ А}^2/\text{Гц}$	$R_{г. \text{ опт.}}, \text{ кОм}$	$F_{\text{ мин.}}, \text{ дБ}$	$F \text{ при } R_r = 600 \text{ Ом}, \text{ дБ}$	$F \text{ при } R_r = 10 \text{ кОм}, \text{ дБ}$
10,6 33	26 0,8	0,63 6,4	5 3 2	5 12	8,5 3,6

Причина такого способного привести в недоумение несоответствия коэффициентов шума при разных сопротивлениях генератора заключается в том, что оптимальное сопротивление источника сигнала $R_{г. \text{ опт.}}$, как было показано в предыдущих параграфах, зависит от многих факторов и в том числе от коэффициента передачи тока базы. Поэтому это сопротивление может довольно сильно меняться от транзистора к транзистору. Для первого прибора из приведенного примера величина $R_{г. \text{ опт.}}$ сравнительно мала, у второго прибора — велика, в результате этого при сопротивлении $R_r = 600 \text{ Ом}$ первый транзистор находится в оптимальных условиях, в то время как при $R_r = 10 \text{ кОм}$ в условиях, близких к оптимальным, оказывается второй транзистор.

Таким образом, измерения коэффициента шума, проводимые при стандартизованных фиксированных значениях сопротивления источника сигнала, могут давать лишь незначительную информацию о шумовых свойствах транзистора. Для получения более полных данных, как можно было убедиться из приведенного примера, следует определять величины $F_{\text{ мин.}}$ и $R_{г. \text{ опт.}}$, которые вычисляются с помощью эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока. Если необходимо произвести выбор транзистора для усилителя сигналов от генератора с заданным значением внутреннего сопротивления, нужно или производить измерение коэффициента шума при этом же сопротивлении генератора или воспользоваться результатами измерений величин эквивалентных шумовых напряжения и тока.

Оптимальное сопротивление источника сигнала определяется как отношение среднеквадратичных значений

эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока независимо от существования корреляции этих генераторов. (Если имеются зависимости параметров $\sqrt{\overline{e^2}}$ и $\sqrt{\overline{i^2}}$ от тока эмиттера, построенные в логарифмическом масштабе, то оптимальное сопротивление источника сигнала будет пропорционально разности между ординатами двух кривых.) Определение величины коэффициента шума при условии согласования по шумам, т. е. при $R_{\Gamma} = R_{\Gamma \text{ опт}}$, так же как коэффициента шума при различных промежуточных значениях сопротивления источника сигнала, может усложниться в случае существования корреляции между эквивалентными шумовыми генераторами. Как показано выше, в области белого шума можно пренебречь коэффициентом корреляции.

В области частот, на которых проявляется действие фликкер-шума, как эквивалентное шумовое напряжение, так и эквивалентный шумовой ток в той или иной степени определяются общим источником шума типа $1/f$. Поэтому в этом случае эквивалентные шумовые параметры могут иметь корреляцию. Следовательно, при проведении измерений на частотах, на которых нельзя пренебречь шумом типа $1/f$, может возникнуть необходимость, помимо измерения параметров $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$, экспериментально определять коэффициент корреляции. Это может быть сделано, например, путем измерения уровня шума при некотором промежуточном сопротивлении R_{Γ} и сравнения полученных величин с результатами расчета через параметры $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ с помощью формул, не учитывающих корреляции. Сравнение величин коэффициента шума, рассчитанных по формулам (8) и (9), не учитывающим коэффициента корреляции, с результатами непосредственных измерений коэффициента шума показало, что на частоте 1000 Гц для транзисторов с достаточно малым коэффициентом шума ($F_{\text{мин}} < 10$ дБ) наблюдается хорошее совпадение этих величин. Этим подтверждается, что действие источника фликкер-шума на частоте 1000 Гц оказывается существенным только для одного из эквивалентных шумовых параметров, а именно параметра $\overline{i^2}$.

Таким образом, на частотах 1000 Гц и выше эквивалентные шумовые параметры $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ мал шумящих тран-

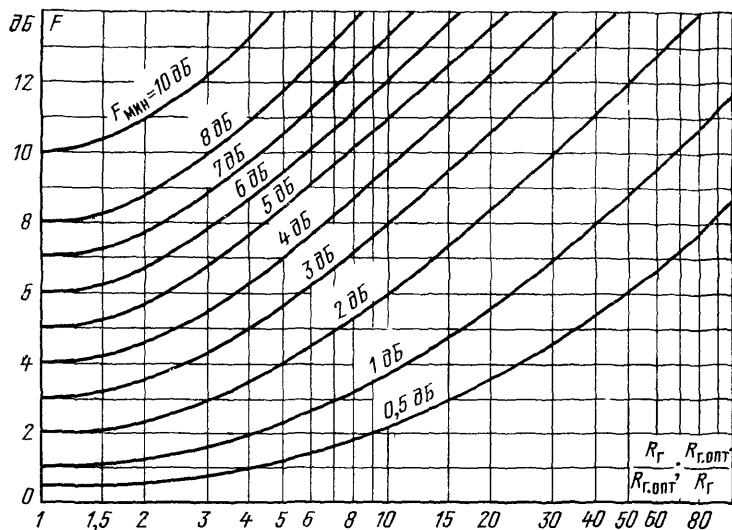


Рис. 14. Номограмма для расчета коэффициента шума при сопротивлении источника сигнала R_{Γ} через известные значения оптимального сопротивления $R_{\Gamma, \text{опт}}$ и соответствующего коэффициента шума $F_{\text{мин}}$.

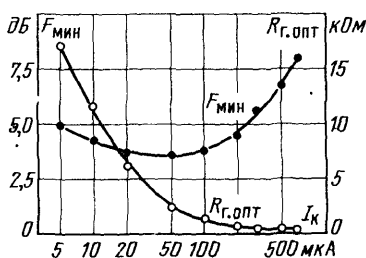


Рис. 15. Зависимости оптимального сопротивления источника сигнала $R_{\Gamma, \text{опт}}$ и соответствующего коэффициента шума $F_{\text{мин}}$ транзистора КТ312 от тока коллектора ($f = 1000$ Гц; $\Delta f = 140$ Гц; $U_{\text{к.э}} = 2$ В).

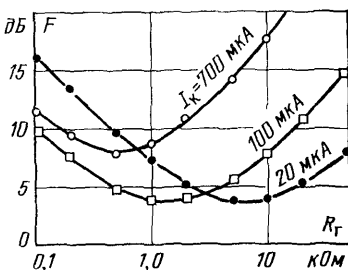


Рис. 16. Зависимости коэффициента шума транзистора типа КТ312 от сопротивления источника сигнала.

зисторов можно считать некоррелированными, что позволяет пользоваться при расчетах коэффициента шума формулами (8) и (9).

Вычисления коэффициента шума F для выбранного сопротивления R_{Γ} по известным значениям $F_{\text{мин}}$ и $R_{\Gamma, \text{опт}}$,

проводимые по формуле (9), значительно упрощаются при использовании кривых, приведенных на рис. 14. Например, если известно, что $F_{\min} = 3$ дБ при $R_{г. \text{опт}} = 2$ кОм, то коэффициент шума при $R_{г} = 500$ Ом, т. е. при $R_{г. \text{опт}}/R_{г} = 4$, будет иметь величину около 5 дБ.

Полученные по описанной методике зависимости оптимального сопротивления источника сигнала и соответствующего коэффициента шума от тока коллектора, типичные для кремниевых планарных транзисторов типа КТ312, приведены на рис. 15. Графики, подобные приведенному, очень удобны при расчете малошумящих усилителей, так как с их помощью можно легко определять как условия наименьшего шума, так и величину сопротивления $R_{г. \text{опт}}$ и коэффициента F_{\min} для заданной величины рабочего тока транзистора. Далее, по известным значениям F_{\min} и $R_{г. \text{опт}}$ с помощью формулы (9) (или рис. 14) можно определить величину коэффициента шума при заданном токе коллектора для любого сопротивления источника сигнала.

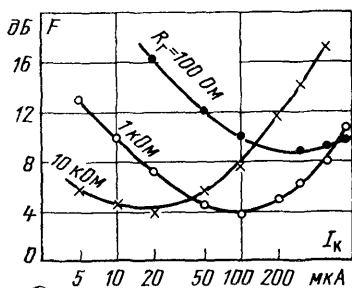


Рис. 17. Зависимости коэффициента шума транзистора типа КТ312 от тока коллектора.

Следовательно, с помощью измеренных зависимостей эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока можно путем расчета получить зависимости коэффициента шума от сопротивления источника сигнала при фиксированных значениях тока коллектора и зависимости коэффициента шума от тока коллектора для выбранных значений сопротивления входного генератора. Примеры таких характеристик приведены на рис. 16 и 17. Подобные графики весьма полезны при конструировании малошумящих усилителей различного назначения, работающих от генераторов с тем или другим внутренним сопротивлением.

С помощью параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2 можно производить непосредственный расчет пороговой чувствительности различных приемных систем, например фотодиодных устройств, предназначенных для обнаружения световых импульсов [13].

Приведем пример расчета шумовых параметров транзистора по измеренным значениям параметров $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$.

В результате измерений определены эквивалентные шумовые параметры транзистора при токе $I_K = 100$ мкА на частоте 1 кГц в полосе 143 Гц:

$$\sqrt{\overline{e^2}} = 31 \cdot 10^{-9} \text{ В}; \quad \sqrt{\overline{i^2}} = 21,5 \cdot 10^{-12} \text{ А.}$$

а) Определяем величину оптимального сопротивления источника сигнала

$$R_{г.опт} = \sqrt{\frac{\overline{e^2}}{\overline{i^2}}} = 1,44 \text{ кОм.}$$

б) Рассчитаем коэффициент шума $F_{мин}$ при согласовании по шумам

$$F_{мин} = 10 \lg \left(1 + \frac{\sqrt{\overline{e^2} \overline{i^2}}}{2kT\Delta f} \right) = 2 \text{ дБ.}$$

в) Вычисляем коэффициент шума при интересующем нас конкретном сопротивлении R_g , например при $R_g = 600$ Ом,

$$F = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{F_{мин} - 1}{2} \right) \left(\frac{R_g}{R_{г.опт}} + \frac{R_{г.опт}}{R_g} \right) \right] = 2,6 \text{ дБ.}$$

г) Коэффициент шума при короткозамкнутой входной цепи ($R_{г.к.з} = 10$ Ом) определяем следующим образом:

$$F = 10 \lg \left(1 + \frac{\overline{e^2}}{4kTR_{г.к.з}\Delta f} \right) = 16,3 \text{ дБ.}$$

д) Коэффициент шума при разомкнутой входной цепи ($R_{г.х.х} = 100$ кОм) будет равен:

$$F = 10 \lg \left(1 + \frac{\overline{i^2} R_{г.х.х}}{4kT\Delta f} \right) = 13,2 \text{ дБ.}$$

Величины эквивалентных шумовых параметров удобны и в том случае, когда перед инженером стоит задача минимизации абсолютного уровня шума. Напомним, что коэффициент шума — это относительная величина, соотносящая шум усилителя с тепловым шумом некоторого фиксированного сопротивления. Поэтому условия минимизации коэффициента шума и абсолютного уровня шума могут быть различны.

Приведенное ко входу напряжение шумов транзистора при заданном сопротивлении R_g определяется уравнением

$$\overline{e_{ш.г}^2} = 4kTR_g\Delta f + \overline{e^2} + \overline{i^2}R_g^2. \quad (55)$$

Поэтому для анализа поведения уровня шума транзистора необходимо рассматривать характеристику, по-

лучаемую в результате суммирования трех составляющих: теплового шума сопротивления источника сигнала, эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока, преобразованного в источник напряжения. Например, выбор рабочего тока, оптимального с точки зрения абсолютного уровня шума, легко осуществить с помощью графика зависимости полного суммарного шумового напряжения от тока эмиттера, как видно из рис. 18.

Что касается выбора сопротивления источника сигнала для целей уменьшения уровня шумов, то из выражения (55) следует, что желательна как можно меньшая величина этого сопротивления (однако возможности его уменьшения могут быть ограничены другими требованиями к схеме, например условиями согласования).

Таким образом, величины $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ дают значительно более полную информацию о шумовых свойствах транзистора и облегчают расчет малошумящих усилителей.

В литературе иногда встречается представление шумовых характеристик транзисторов с помощью последовательного шумового сопротивления R_e и параллельного шумового сопротивления R_i [14]. Эти параметры связаны с параметрами $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ следующими выражениями:

$$R_e = \frac{\overline{e^2}}{4kT\Delta f}; \quad (56)$$

$$R_i = \frac{4kT\Delta f}{\overline{i^2}}. \quad (57)$$

Коэффициент шума при сопротивлении R_r определяется с помощью шумовых сопротивлений следующим образом:

$$F = 1 + \frac{R_e}{R_r} + \frac{R_r}{R_i}.$$

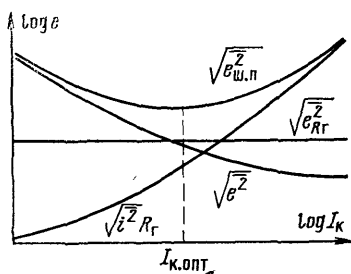


Рис. 18. Зависимость приведенного ко входу полного напряжения шумов $\sqrt{\overline{e_{ш.п}^2}}$ от тока коллектора, полученная с помощью зависимостей параметров $\sqrt{\overline{e^2}}$ и $\sqrt{\overline{i^2}}$ и сопротивления источника сигнала R_r ($\sqrt{\overline{e_{ш.п}^2}} = \sqrt{\overline{e^2} + \overline{i^2} R_r^2 + e_{R_r}^2}$).

Оптимальное сопротивление источника сигнала и соответствующий коэффициент шума могут быть также рассчитаны непосредственно через шумовые сопротивления:

$$R_{г. \text{ опт}} = \sqrt{R_e R_i}; \quad F_{\text{мин}} = 1 + 2 \sqrt{\frac{R_e}{R_i}}.$$

7. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ \bar{e}^2 и \bar{i}^2

Эквивалентное шумовое напряжение и эквивалентный шумовой ток могут быть определены независимо друг от друга посредством сравнения мощности шума с мощностью известного сигнала на выходе усилительного каскада при соответственно короткозамкнутом



Рис. 19. Блок-схема установки для измерения эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока.

и разомкнутом входах усилителя. Действительно, при коротком замыкании во входной цепи весь шум на выходе усилителя определяется действием генератора эквивалентного шумового напряжения (см. схему на рис. 6); аналогично при холостом ходе во входной цепи весь шум определяется действием генератора эквивалентного шумового тока.

Наиболее просто реализуемым методом измерения параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2 является измерение с помощью установки, блок-схема которой приведена на рис. 19. Вход усилительного каскада на исследуемом транзисторе соединен через определенное сопротивление R_g с генератором синусоидального напряжения звуковой частоты, с которого либо не поступает никакого сигнала, либо подается определенный сигнал, калиброванный по частоте и амплитуде. Напряжение на нагрузочном сопротивлении транзистора усиливается предварительным усилителем с малыми собственными шумами. После предварительного усилителя производится выделение требуемой частоты и полосы с помощью избирательного фильтра (или избирательного усилителя). В качестве

выходного индикатора рекомендуется использовать квадратичный электронный вольтметр.

При измерении эквивалентного шумового напряжения должно быть обеспечено условие короткого замыкания на входе испытываемого транзисторного каскада, т. е.

$$R_{г.к.з} \ll r_b + r_a(\beta + 1). \quad (58)$$

При выполнении неравенства (58) все напряжение генератора \bar{e}^2 выделяется на входе усилителя, а относительное значение шума генератора \bar{i}^2 становится пренебрежимо малым. Для выбранного в соответствии с условием (58) сопротивления $R_{г.к.з}$ могут измеряться величины \bar{e}^2 , удовлетворяющие неравенству

$$\bar{e}^2 \gg 4kTR_{г.к.з}\Delta f. \quad (59)$$

Условие (59) обеспечивает возможность пренебрежения тепловым шумом сопротивления $R_{г.к.з}$. Измерение производится в два этапа. Сначала измеряется выходное напряжение шума (при выключенном генераторе). Затем включается генератор синусоидального сигнала; амплитуда сигнала должна быть достаточно высокой (не менее чем в 10 раз превышающей уровень шума), чтобы замаскировать шум.

Средний квадрат напряжения шума на выходе установки определяется выражением

$$\bar{u}_{ш}^2 = \bar{e}^2 K_u^2 + \bar{e}_{yc}^2 K_u^2 / K_1^2, \quad (60)$$

где K_u — коэффициент усиления по напряжению всей измерительной системы при $R_{г.к.з}$; K_1 — коэффициент усиления по напряжению усилителя на испытываемом транзисторе при $R_{г.к.з}$; \bar{e}_{yc}^2 — средний квадрат шумового напряжения усилительного тракта установки (кроме испытываемого усилителя), приведенного к выходу испытываемого усилителя.

Коэффициент усиления по напряжению K_u определяется при включении последовательно с сопротивлением $R_{г.к.з}$ генератора синусоидального напряжения с амплитудой $e_{с.к.з}$ путем измерения напряжения $U_{с.к.з}$ на выходе системы и вычисления:

$$K_u^2 = \frac{U_{с.к.з}^2}{e_{с.к.з}^2}. \quad (61)$$

Из уравнений (60) и (61) получаем:

$$\overline{e^2} = \frac{\overline{u_{ш.к.з}^2} e_{с.к.з}^2}{U_{с.к.з}^2} - \frac{\overline{e_{ус}^2}}{K_1^2}. \quad (62)$$

Если пренебречь собственными шумами измерительной установки, то величина $\overline{e^2}$ определяется значительно проще:

$$\overline{e^2} \approx \frac{\overline{u_{ш.к.з}^2} e_{с.к.з}^2}{U_{с.к.з}^2}. \quad (62a)$$

Для определения эквивалентного шумового тока необходимо сравнить напряжение шума на выходе усилителя, имеющего разомкнутый вход, с выходным напряжением при действии на входе известного по величине тока. Сопротивление $R_{г.х.х}$, имитирующее условие холостого хода во входной цепи, должно удовлетворять условию

$$R_{г.х.х} \gg r_б + r_э (\beta + 1). \quad (63)$$

Выполнение неравенства (63) необходимо для того, чтобы весь шум генератора $\overline{i^2}$ выделялся на входе транзистора, а шум от генератора $\overline{e^2}$ был пренебрежимо мал. При выбранном в соответствии с соотношением (63) сопротивлении $R_{г.х.х}$ могут измеряться величины $\overline{i^2}$, удовлетворяющие условию

$$\overline{i^2} \gg \frac{4kT\Delta f}{R_{г.х.х}}. \quad (64)$$

Выполнение неравенства (64) обеспечивает пренебрежимо малую относительную величину теплового шума сопротивления источника сигнала.

Обеспечение условия холостого хода во входной цепи может быть технически затруднено, особенно в области малых токов смещения транзистора. При невыполнении условий (63), (64) необходимо вносить поправку в результат измерения параметра $\overline{i^2}$, вычисляя эквивалентный шумовой ток с помощью следующего выражения, справедливого при отсутствии корреляции:

$$\overline{i^2} = \overline{i_{изм}^2} - \frac{\overline{e^2} + 4kTR_{г}\Delta f}{R_{г}^2},$$

где $\overline{i_{изм}^2}$ — средний квадрат величины эквивалентного шумового тока, измеренного при сопротивлении $R_{г}$.

Измерение величины \bar{i}^2 производится аналогично измерению параметра \bar{e}^2 . Сначала производится измерение напряжения выходного шума в отсутствие сигнала на входе. Это напряжение определяется выражением

$$\bar{u}_{\text{ш.х.х}}^2 = \bar{i}^2 K_i^2 R_{\text{г}}^2 K_u^2 + \bar{e}_{\text{у.с}}^2 K_u^2, \quad (65)$$

где K_i — коэффициент усиления по току измеряемого каскада на транзисторе при выбранном $R_{\text{г}} = R_{\text{г.х.х}}$; K_u — коэффициент усиления по напряжению измерительного тракта установки.

Затем включается генератор напряжения синусоидального сигнала достаточно большой величины, чтобы ток сигнала мог замаскировать шумовой ток, и измеряется выходное напряжение $U_{\text{с.х.х}}$. Тогда при пренебрежении шумами вспомогательного усилителя параметр \bar{i}^2 определяется по формуле

$$\bar{i}^2 \approx \frac{\bar{u}_{\text{ш.х.х}}^2 i_c^2}{U_{\text{с.х.х}}^2}. \quad (66)$$

Ток i_c задается путем включения последовательно с сопротивлением $R_{\text{г.х.х}}$ генератора синусоидального напряжения $e_{\text{с.х.х}}$. Тогда, учитывая, что $i_c = e_{\text{с.х.х}}/R_{\text{г.х.х}}$, получаем выражение для вычисления параметра \bar{i}^2 :

$$\bar{i}^2 \approx \frac{\bar{u}_{\text{ш.х.х}}^2 e_{\text{с.х.х}}^2}{U_{\text{с.х.х}}^2 R_{\text{г.х.х}}^2}. \quad (66a)$$

При определении эквивалентных шумовых параметров описанным методом с помощью формул (62a) и (66) собственные шумы усилительных каскадов, следующих за испытываемым, будут вносить определенную погрешность, особенно существенную при невысоких коэффициентах усиления каскада на измеряемом транзисторе.

Для упрощения измерений и повышения их точности может использоваться метод с применением регулируемого делителя напряжения, включенного непосредственно за усилителем на измеряемом транзисторе (рис. 20). Сущность процесса измерения в этом случае заключается в следующем. При выключенном генераторе сигнала и коэффициенте ослабления делителя, равном единице, замечается показание выходного индикатора. Затем включается генератор синусоидального напряжения и

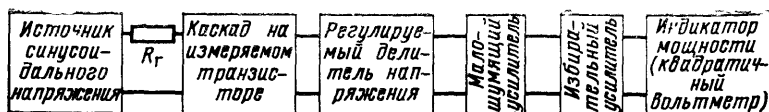


Рис. 20. Блок-схема установки для измерения параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2 с использованием калиброванного делителя.

регулировкой делителя устанавливается то же самое показание выходного вольтметра, которое было без сигнала. Если при действии сигнала делитель ослабляет усиление системы по напряжению в n раз, то

$$U_c^2 = \frac{e_c^2 K_u^2}{n^2} + \frac{\bar{e}_{yc}^2 K_u^2}{K_1^2} + \frac{\bar{e}^2 K_u^2}{n^2}. \quad (67)$$

Величина напряжения шума определяется и в этом случае уравнением (60), поэтому можно записать:

$$\bar{e}^2 K_u^2 + \frac{\bar{e}_{yc}^2 K_u^2}{K_1^2} = \frac{e_c^2 K_u^2}{n^2} + \frac{\bar{e}_{yc}^2 K_u^2}{K_1^2} + \frac{\bar{e}^2 K_u^2}{n^2},$$

отсюда

$$\bar{e}^2 = \frac{e_c^2}{n^2 - 1}. \quad (68)$$

При сравнении выражений (62) и (68) можно определить преимущества метода измерения при помощи делителя напряжения. Во-первых, упрощается процесс измерения, так как производится отсчет лишь одной величины. Во-вторых, устраняются возможные ошибки измерения из-за неточности градуировки шкалы выходного индикатора и из-за нелинейности измерительных усилителей, так как они работают при одном и том же уровне сигнала, как при включенном, так и при выключенном генераторе синусоидального сигнала. В-третьих, результаты измерения не зависят от шума измерительного усилителя и коэффициента усиления испытуемого усилителя, что также повышает точность измерений.

При измерении параметра \bar{i}^2 производятся операции, аналогичные случаю измерения величины \bar{e}^2 . Если делитель ослабляет сигнал в n раз, то выходное напряжение складывается из следующих составляющих:

$$U_c^2 = \frac{i_c^2 K_i^2 R_n^2 K_u^2}{n^2} + \bar{e}_{yc}^2 K_u^2 + \frac{\bar{i}^2 K_i^2 R_n^2 K_u^2}{n^2}. \quad (69)$$

Приравнивая выражения (65) и (69) и решая полученное уравнение относительно \bar{i}^2 , получаем формулу для вычисления величины \bar{i}^2 :

$$\bar{i}^2 = \frac{i_c^2}{n^2 - 1}, \quad (70)$$

или

$$\bar{i}^2 = \frac{e_{с.х.х}^2}{(n^2 - 1) R_{г.х.х}^2}. \quad (70a)$$

Как показано в предыдущих разделах, параметры \bar{e}^2 и \bar{i}^2 зависят от рабочего тока транзистора, поэтому измерение должно производиться при одном и том же значении тока коллектора.

Описанный метод измерения может быть использован и для измерения коэффициента шума при любой величине сопротивления R_g . Процедура измерения остается той же, что и в случае параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2 . Величина коэффициента шума вычисляется по формуле

$$F = \frac{e_c^2}{(n^2 - 1) \cdot 4kTR_g \Delta f}. \quad (71)$$

Здесь величина e_c представляет собой э. д. с. источника напряжения, включенного последовательно с сопротивлением R_g . Заметим, что так же должен определяться и коэффициент усиления по напряжению при вычислении коэффициента шума по формуле (3), т. е. путем деления выходного напряжения на э. д. с. источника сигнала, а не на напряжение, измеренное на входных зажимах усилителя.

Еще одним из методов упрощения процедуры измерения эквивалентных шумовых параметров может быть введение возможности регулировки коэффициента усиления по напряжению усилительного тракта измерительной установки для обеспечения постоянного усиления. В этом случае независимо от коэффициента передачи тока измеряемого транзистора регулировкой усиления вспомогательного усилителя поддерживается постоянный коэффициент усиления по напряжению всего усилительного тракта от входа испытываемого транзистора до выходного индикатора. Тогда шкала выходного индикатора может быть проградуирована непосредственно в величинах измеряемых шумовых параметров.

Для определения эффективной полосы частот Δf , в которой производится измерение шумовых параметров, необходимо получить частотную зависимость коэффициента усиления системы по напряжению $K_u(f)$ [15]. С помощью этой характеристики строится график зависимости $K_u^2(f)$. Далее вычисляется площадь S , ограниченная этой кривой и осью абсцисс, и определяется ширина прямоугольной частотной характеристики, равной по площади величине S и с ординатой, равной квадрату коэффициента усиления по напряжению $K_u^2(f_0)$ на резонансной частоте. Аналитически эффективная полоса частот определяется с помощью выражения

$$\Delta f = \int_0^{\infty} \frac{K_u^2(f)}{K_u^2(f_0)} df.$$

Применение вместо генератора синусоидального сигнала генератора шума позволяет избежать необходимости определения эффективной ширины полосы. Однако генераторы шума на низких частотах имеют ряд существенных недостатков, например, в их выходном шуме имеются значительные составляющие, не поддающиеся расчету, генераторы шума требуют особенно тщательной экранировки и т. д. Поэтому синусоидальные генераторы оказываются практически более удобными.

В заключение обратим внимание на то, что сущность метода эквивалентных шумовых напряжения и тока заключается в осуществлении условий короткого замыкания и холостого хода на входе, измерять же в этих случаях можно коэффициент шума $F_{к.з}$ и $F_{х.х}$ соответственно. Тогда величины \bar{e}^2 и \bar{i}^2 могут быть найдены с помощью следующих выражений, которые можно получить из анализа эквивалентной схемы (рис. 6):

$$\bar{e}^2 = (F_{к.з} - 1) \cdot 4kTR_{г.к.з} \Delta f;$$

$$\bar{i}^2 = (F_{х.х} - 1) \frac{4kT\Delta f}{R_{г.х.х}}.$$

Очевидно, что оптимальное сопротивление источника сигнала $R_{г.опт}$ можно выразить непосредственно через величины $F_{к.з}$ и $F_{х.х}$ и соответствующие сопротивления генератора:

$$R_{г.опт} = \sqrt{\frac{F_{к.з} - 1}{F_{х.х} - 1} R_{г.к.з} R_{г.х.х}}.$$

Коэффициент шума при оптимальном сопротивлении генератора (в случае отсутствия корреляции шумов при короткозамкнутой и разомкнутой входной цепи) будет равен:

$$F_{\text{мин}} = 1 + 2 \sqrt{(F_{\text{к.з}} - 1)(F_{\text{х.х}} - 1) R_{\text{г.к.з}} / R_{\text{г.х.х}}}.$$

Тогда выражение для коэффициента шума при заданном сопротивлении $R_{\text{г}}$ будет иметь следующий вид:

$$F = 1 + (F_{\text{к.з}} - 1) \frac{R_{\text{г.к.з}}}{R_{\text{г}}} + (F_{\text{х.х}} - 1) \frac{R_{\text{г}}}{R_{\text{г.х.х}}}.$$

Глава вторая

ОСОБЕННОСТИ ШУМОВЫХ СВОЙСТВ КРЕМНИЕВЫХ ПЛАНАРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

8. ОСОБЕННОСТИ КРЕМНИЕВЫХ ПЛАНАРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ ИХ ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА

Кремниевые планарные транзисторы — это биполярные транзисторы, изготовленные методами локальной диффузии с использованием оксидных масок. Происхож-

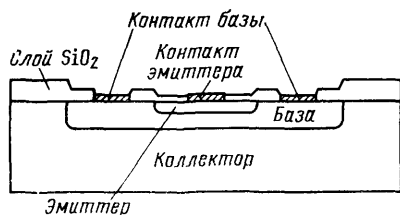


Рис. 21. Структура кремниевого планарного транзистора.

дение названия «планарный» связано с тем, что у такого транзистора оба перехода — эмиттер — база и коллектор — база — выходят на общую плоскость (рис. 21). Транзисторы, изготовленные по планарной технологии, относятся к наиболее совершенным в настоящее время транзисторам, кроме того, они являются одним из основных элементов интегральных схем.

Планарный метод изготовления полупроводниковых приборов основан на свойстве слоя двуокиси кремния, нанесенного на поверхность кремния, препятствовать диффузии большинства примесей. Поэтому, если в окисле методом фотолитографии [5] сделаны отверстия («окна»), то диффузия будет происходить только через эти открытые области. Изготовленные таким образом электронно-дырочные переходы выходят на поверхность в области, находящейся под окисной пленкой, что обеспечивает транзисторам с такими переходами целый ряд важных преимуществ, в том числе и по шумовым характеристикам.

Кратко процесс изготовления кремниевого планарного транзистора (n - p - n типа) можно представить следующим образом.

Пластину кремния n -типа с соответствующим удельным сопротивлением, тщательно полированную и протравленную, нагревают при высокой температуре в атмосфере кислорода, при этом нарастает окисная пленка на поверхности пластины. Затем методом фотолитографии удаляют окисную пленку с той части поверхности, на которой должна формироваться базовая область, после чего производят избирательную диффузию примеси p -типа, в качестве которой можно использовать бор, который не проходит сквозь окисную пленку. При этом диффузия происходит не только с поверхности в глубину пластины, но также и в стороны так, что выходящий на поверхность край p - n перехода оказывается под окисной пленкой. После диффузии примеси производят вторичное окисление при высокой температуре. Далее, методом фотолитографии снимают окисный слой в области эмиттера так же, как и при изготовлении базы, и производят диффузию примеси n -типа (фосфора). В этом случае поверхность p - n перехода также находится под слоем окисла. Затем после очередного (третьего) окисления производят третий процесс фототравли для вскрытия окон под контакты базы и эмиттера, напыляют слой алюминия, вжигают его. Далее разрезают пластину, монтируют кристаллы на ножку, присоединяют методом термокомпрессии внутренние выводы и готовый транзистор помещают в корпус.

Таким образом, области электронно-дырочных переходов планарных транзисторов покрыты пленкой двуокиси кремния, полученной при высокой температуре, в результате чего достигается стабильное состояние поверхности.

Состояние поверхности оказывает значительное влияние на многие характеристики транзисторов и особенно на коэффициент передачи тока, обратные токи переходов и шумовые характеристики. Для оценки влияния поверхности на коэффициент передачи тока напомним прежде всего, что этот параметр определяется долей эмиттерного тока, дошедшей до коллектора, т. е. током

эмиттера за вычетом токов рекомбинации в нейтральной области базы и на поверхности и в области пространственного заряда эмиттерного перехода. Скорость рекомбинации в нейтральной области базы пропорциональна концентрации избыточных неосновных носителей [16]

$$n_{p0} \left(\exp \frac{qU_{э.б}}{kT} - 1 \right),$$

так как концентрация электронов (неосновных носителей) на краю базы p -типа равна:

$$n_{p0} \left(\exp \frac{qU_{э.б}}{kT} \right),$$

где n_{p0} — равновесная концентрация электронов в области базы p -типа; $U_{э.б}$ — напряжение на эмиттерном переходе.

Таким образом, соответствующая составляющая тока рекомбинации пропорциональна концентрации неосновных носителей в области базы и зависит от смещения как

$$\exp \frac{qU_{э.б}}{kT}.$$

Скорость рекомбинации внутри слоя пространственного заряда эмиттерного перехода меняется от точки к точке, так как концентрации электронов и дырок меняются по толщине перехода. Средняя скорость рекомбинации в области пространственного заряда эмиттерного перехода пропорциональна концентрации электронов в плоскости, потенциал которой равен среднему значению между величинами потенциала на краях перехода. В этой плоскости концентрация электронов пропорциональна

$$n_i \exp \frac{qU_{э.б}}{2kT},$$

где n_i — собственная концентрация носителей [16].

Этой же величине пропорциональна и соответствующая скорость рекомбинации, значит, скорость рекомбинации в области пространственного заряда эмиттерного перехода пропорциональна собственной концентрации носителей и меняется со смещением пропорционально

$$\exp \frac{qU_{э.б}}{2kT}.$$

Таким образом, для фиксированного значения напряжения на эмиттерном переходе составляющая тока рекомбинации в области базы пропорциональна равновесной концентрации неосновных носителей, которая в свою очередь пропорциональна квадрату собственной концентрации n_i^2 , в то время как составляющая рекомбинации в слое области пространственного заряда эмиттерного перехода пропорциональна первой степени величины собственной концентрации. Следовательно, отношение тока рекомбинации в эмиттерном переходе к току рекомбинации в области базы обратно пропорционально собственной концентрации носителей, поэтому если в германиевых транзисторах при комнатной температуре заметна только рекомбинация в области базы, то у кремниевых транзисторов становится значителен ток рекомбинации в эмиттерном переходе (величина n_i у кремния на три порядка ниже, чем у германия).

С другой стороны, так как ток рекомбинации в области базы связан с напряжением на эмиттерном переходе более сильно, чем ток рекомбинации в области перехода, то при уменьшении смещения роль второго тока растет, т. е. ток рекомбинации в области пространственного заряда эмиттерного перехода особенно значителен в области малых токов.

Убедиться в преимущественной роли рекомбинации в области перехода при малых токах эмиттера можно с помощью специальных измерений. Ток коллектора при обратном смещении перехода коллектор — база $|U_{к.б}| > 3kT/q$ связан с током эмиттера соотношением

$$I_k = I_{к.б.0} + I_g \alpha, \quad (72)$$

где $I_{к.б.0}$ — обратный ток коллекторного перехода; α — статический коэффициент передачи тока эмиттера.

При коротком замыкании выводов коллектора и базы, т. е. при нулевом напряжении на коллекторном переходе, в области малых токов эмиттера коллекторный ток равен:

$$I_{к.к.э} \approx I_g \alpha. \quad (73)$$

Коэффициент α при невысоких напряжениях на коллекторном переходе равен произведению эффективности эмиттера γ и коэффициента переноса неосновных носителей через область базы α_b :

$$\alpha = \alpha_b \gamma. \quad (74)$$

Коэффициент переноса α_6 характеризует потери на рекомбинацию в области базы.

Ток диффузии из эмиттера при напряжении на эмиттерном переходе $U_{э,6} > 3kT/q$ можно представить хорошо известным выражением

$$I_{э, \text{ диф}} = I_{\text{диф } 0} \exp \frac{qU_{э,6}}{kT}, \quad (75)$$

где $I_{\text{диф } 0}$ — диффузионный ток эмиттерного перехода в равновесном состоянии.

Тогда коэффициент инжекции γ в области малых токов можно полагать равным:

$$\gamma \approx \frac{I_{\text{диф } 0}}{I_9} \exp \frac{qU_{э,6}}{kT}. \quad (76)$$

Подставляя выражения (74) и (76) в (73), получаем:

$$I_{к.к.з} \approx \alpha_6 I_{\text{диф } 0} \exp \frac{qU_{э,6}}{kT}. \quad (77)$$

Формула (77) непосредственно отображает физическую картину процессов в транзисторе: ток коллектора при коротком замыкании коллектора с базой представляет собой дошедшую до коллекторного перехода часть диффузионного тока, инжектируемого эмиттером.

Результаты измерений, проведенных на кремниевых планарных транзисторах различных типов, показали, что наклон характеристики $I_{к.к.з}(U_{э,6})$, построенной в полулогарифмическом масштабе, не зависит от напряжения на эмиттерном переходе и в диапазоне токов от 10^{-11} А до токов, близких к 1 мА, равен q/kT . Типичный график такой зависимости приведен на рис. 22.

Сравнение такого характера зависимости с уравнением (77) позволяет сделать вывод, что коэффициент переноса α_6 не зависит от смещения в области малых уровней тока. Следовательно, наблю-

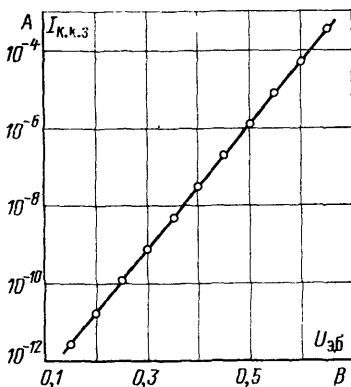


Рис. 22. Зависимость тока коллектора при коротком замыкании электродов коллектора и базы ($I_{к.к.з}$) от напряжения смещения на эмиттерном переходе.

Даемое в области малых токов снижение коэффициента передачи тока согласно формуле (74) обусловлено уменьшением эффективности эмиттера, которая при малых уровнях токов определяется отношением тока диффузии из эмиттера и тока рекомбинации в области пространственного заряда эмиттерного перехода. Таким образом, основное влияние на коэффициент передачи тока в диапазоне малых токов оказывает рекомбинация в области пространственного заряда эмиттерного перехода.

Значительную часть тока рекомбинации в области перехода составляет ток рекомбинации в приповерхностной области перехода. Это связано с наличием в этой области большого количества центров рекомбинации. Центрами поверхностной рекомбинации являются так называемые быстрые поверхностные состояния — локализованные на поверхности энергетические состояния электронов, находящиеся в запрещенной зоне и имеющие сильную электрическую связь с объемом полупроводника. Их плотность на единицу площади чистого кремния обычно того же порядка, что и плотность атомов на поверхности, т. е. составляет около 10^{15} см⁻². Если же полупроводник покрыт слоем термически выращенного окисла, то плотность быстрых поверхностных состояний уменьшается до 10^{11} — 10^{12} см⁻². Это приводит к значительному снижению скорости поверхностной рекомбинации в транзисторах с окисной защитой, а значит, тока рекомбинации в области пространственного заряда эмиттерного перехода. Проверка этого вывода может быть проделана путем сравнения коэффициента передачи тока транзистора, измеренного до и после стравливания защитного окисла. При удалении окисла происходит значительное уменьшение коэффициента передачи тока, особенно в области малых токов [17]. Это непосредственно подтверждает, что ток рекомбинации в области пространственного заряда значительно выше на незащищенных окислом поверхностях, чем на защищенных.

Таким образом, первое преимущество кремниевых планарных транзисторов по сравнению с биполярными транзисторами других типов заключается в получении более высоких коэффициентов усиления в области малых токов.

Величины обратных токов электронно-дырочных переходов также сильно зависят от состояния поверхности. Обратный ток перехода транзистора обычно представляют состоящим из трех составляющих:

- 1) тока генерации носителей в нейтральных областях, прилегающих к p - n переходу;
- 2) тока генерации носителей в области пространственного заряда перехода;
- 3) тока поверхностной утечки [5].

Первая составляющая пропорциональна квадрату величины собственной концентрации носителей, а вторая —

пропорциональна первой степени. Это обуславливает значительно меньшую величину этих токов у кремниевых транзисторов по сравнению с германиевыми транзисторами. Как показывает расчет, при комнатной температуре у кремниевых транзисторов составляющая генерации в переходе на несколько порядков превышает ток, возникающий в нейтральных областях. Третья составляющая обратного тока — ток поверхностной утечки — имеет причиной шунтирующую переход проводимость, обусловленную наличием на поверхности различного рода посторонних веществ. Этот ток зависит от напряжения на переходе. Обычно он более существен для кремниевых приборов вследствие малой величины основных (генерационных) составляющих обратного тока. В результате того, что поверхность p - n переходов у планарных транзисторов формируется под слоем термически выращенного слоя окисла, влияние поверхностных загрязнений на обратные токи переходов сводится к минимуму. Поэтому обратные токи кремниевых планарных транзисторов обычно в 100—1000 раз ниже, чем у незащищенных слоем окисла приборов. Сильно снижен у планарных транзисторов и разброс по величинам обратного тока.

Очень низкие величины обратного тока коллекторного перехода у кремниевых планарных транзисторов и присущий им спад коэффициента передачи тока при снижении рабочего тока приводят к наличию у них еще одной интересной особенности. Принято считать, что ток коллектора в схеме с общим эмиттером при отключенной базе $I_{KЭ0}$ значительно больше обратного тока коллекторного перехода [18]. Однако это утверждение основано на предположении о том, что коэффициент передачи тока в этом случае достаточно высок, но для кремниевых планарных транзисторов такое допущение, а значит, и следующий из него вывод обычно не выполняются. Покажем это.

Токи $I_{KЭ0}$ и $I_{KБ0}$ связаны между собой хорошо известным соотношением

$$I_{KЭ0} = (B + 1) I_{KБ0}, \quad (78)$$

где B — коэффициент передачи постоянного тока базы при тех смещениях p - n переходов транзистора, которые устанавливаются в обсуждаемом случае.

В этом выражении величина $I_{KБ0}$ должна представлять полный ток обратно смещенного коллекторного пе-

перехода, т. е., помимо обычных объемных и поверхностных составляющих, он включает в себя и ток генерации в области пространственного заряда перехода коллектор — база. В случае кремниевых планарных транзисторов при температуре перехода вблизи или ниже комнатной генерационная составляющая является преобладающей.

Коэффициент передачи постоянного тока базы B при снижении рабочего тока монотонно уменьшается, а это приводит к тому, что в режиме $I_b = 0$ его величина у кремниевых планарных транзисторов оказывается меньше единицы (подробнее это будет показано в § 10). Тогда в соответствии с уравнением (78) нетрудно заметить, что ток $I_{к.э 0}$ будет равен или лишь незначительно превышать ток $I_{к.б 0}$. Результаты измерений подтверждают этот вывод. Более чем у 80% приборов при $U_k = 4,5$ В токи $I_{к.э 0}$ и $I_{к.б 0}$ приблизительно равны, и только 1% приборов имеет величину $I_{к.э 0}$, превышающую $I_{к.б 0}$ более чем вдвое; ни у одного из приборов не наблюдалось случая, чтобы ток $I_{к.э 0}$ превышал $I_{к.б 0}$ более чем в 3 раза. Следовательно, в отличие от германиевых транзисторов ток $I_{к.э 0}$ у кремниевых планарных транзисторов очень мал и близок по величине к току $I_{к.б 0}$.

Таким образом, кремниевые планарные транзисторы характеризуются повышенными величинами коэффициента передачи тока при малых токах и пониженными обратными токами. Как было показано в гл. 1, это должно способствовать снижению коэффициента шума в области белых шумов. Шумы типа $1/f$, связанные с рекомбинацией на поверхности эмиттерного перехода и утечками по поверхности коллекторного перехода, в связи с защитой у планарных транзисторов этих переходов слоем окисла также должны быть понижены. Поэтому кремниевые планарные транзисторы с точки зрения шумовых характеристик на низких частотах представляют особый интерес. Подробнее эти вопросы будут рассмотрены ниже.

9. ИСТОЧНИКИ ШУМОВ В КРЕМНИЕВЫХ ПЛАНАРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ НА НИЗКИХ ЧАСТОТАХ

Шумы белого спектра в транзисторах определяются только уровнями токов и омическими сопротивлениями, а потому присущи любым транзисторам, в том числе и кремниевым планарным. К этим шумам относятся дро-

бывшие шумы тока базы и тока коллектора и тепловые шумы омического сопротивления базы. В кремниевых планарных транзисторах, как было показано в предыдущем параграфе, чрезвычайно низки обратные токи коллекторного перехода, поэтому обычно дробовые шумы, связанные с этим током, пренебрежимо малы.

В диапазоне низких частот наиболее важны шумы со спектром, обратно пропорциональным частоте. В транзисторах возникновение этих шумов обычно связывают с двумя источниками: 1) фликкер-шум, возникающий в области эмиттерного перехода; 2) фликкер-шум обратно смещенного коллекторного перехода [8].

Фликкер-шум коллекторного перехода обусловлен флуктуациями сопротивления проводящих пленок, шунтирующих переход, и сильно связан с напряжением на коллекторном переходе, возрастаая при увеличении этого напряжения. Этот шум, следовательно, связан с загрязнениями поверхности перехода и характером влияния окружающей среды на состояние поверхности. Поверхность коллекторного перехода планарных транзисторов защищена стабильным слоем окисла, поэтому у них не наблюдается поверхностных утечек и связанных с ними шумов. Это подтверждается и результатами экспериментов: низкочастотный шум кремниевых планарных транзисторов в области малых токов, при которых фликкер-шум коллекторного перехода наиболее существен (см. гл. 1), не зависит от напряжения на коллекторном переходе.

Следовательно, основным источником шума типа $1/f$ в кремниевых планарных транзисторах являются прямо-смещенный эмиттерный переход и прилегающая к нему часть области базы. Этот шум вызывается процессами, связанными с рекомбинацией носителей в области пространственного заряда эмиттерного перехода и в базе. Наиболее распространенной в настоящее время является модель, объясняющая возникновение шума типа $1/f$ явлениями на поверхности [3, 21, 22]. Сущность этой теории сводится к следующему. Свободные носители, движущиеся через эмиттерный переход и базу, захватываются там быстрыми поверхностными состояниями на границе раздела кремния и окисла. Захваченные носители затем туннелируют в ловушки, расположенные в слое окисла на некотором расстоянии от границы раздела и часто называемые медленными поверхностными состояниями.

Времена релаксации медленных поверхностных состояний достигают порядка секунд и даже минут и характеризуются почти непрерывным распределением по величине. Случайность занятости поверхностных состояний вызывает флуктуации поверхностного потенциала, который в свою очередь модулирует плотность свободных носителей вблизи поверхности, а следовательно, модулируется ток поверхностной рекомбинации, создавая избыточный шум. Широкое распределение постоянных времени медленных поверхностных состояний определяет

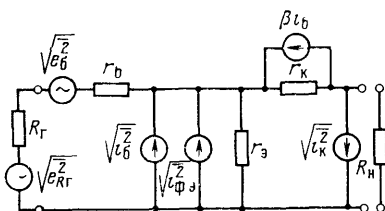


Рис. 23. Эквивалентная шумовая схема кремниевого планарного транзистора в диапазоне низких частот

избыточному шуму спектр мощности, обратно пропорциональный частоте. Эту модель шума типа $1/f$ подтверждают экспериментально обнаруженные факты пропорциональности этого шума плотности поверхностных состояний.

Таким образом, мы определили основные источники шума кремниевых планарных транзисторов.

Соответствующая эквивалентная схема, позволяющая рассчитывать шумовые параметры кремниевых планарных транзисторов, изображена на рис. 23.

Выражения, характеризующие связь фликкер-шума с рекомбинационными составляющими тока базы, могут быть получены следующим образом [23]. Будем считать, что рекомбинация носителей, обуславливающая ток базы, распределена по четырем областям структуры транзистора: 1) объем базы; 2) часть области базы, выходящая на поверхность кристалла; 3) объем области пространственного заряда эмиттерного перехода; 4) выходящая на поверхность кристалла часть области пространственного заряда эмиттерного перехода (рис. 24). Используя теорию Фонгера [8, 2], рассчитаем шум, определяемый флуктуациями поверхностной рекомбинации в областях 2 и 4.

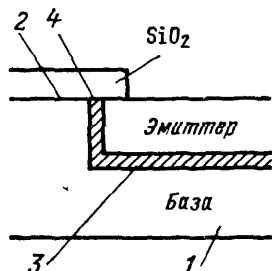
Плотность тока рекомбинации на смежной с эмиттером поверхности базы (область 2) равна:

$$J_{62} = q(n - n_p)s_6, \quad (79)$$

где n — концентрация электронов в области базы p -типа вблизи эмиттерного перехода; n_p — равновесная концентрация электронов проводимости в области базы p -типа, s_b — скорость поверхностной рекомбинации в базе.

Рис. 24. Схематическое изображение части структуры кремниевое планарного транзистора.

1 — объем базы, 2 — область базы, выходящая на поверхность; 3 — объем области пространственного заряда эмиттерного перехода; 4 — выходящая на поверхность часть области эмиттерного перехода.



Учитывая, что концентрация электронов в базе на границе эмиттерного перехода определяется формулой

$$n = n_p \exp \frac{qU_{э.б.}}{kT},$$

при напряжении на эмиттерном переходе $U_{э.б.}$, превышающем несколько kT/q , получаем:

$$J_{62} \approx qn_p s_b \exp \frac{qU_{э.б.}}{kT}. \quad (80)$$

Плотность тока рекомбинации в приповерхностной области эмиттерного перехода (область 4) равна:

$$J_{64} = q(n - n_i) s_b, \quad (81)$$

где n — концентрация электронов в области пространственного заряда эмиттерного перехода; величину n можно полагать равной

$$n = n_i \exp \frac{qU_{э.б.}}{2kT},$$

где s_b — скорость поверхностной рекомбинации на выходящей на поверхность части эмиттерного перехода.

При напряжении $U_{э.б.} > 3kT/q$ получаем:

$$J_{64} \approx qn_i s_b \exp \frac{qU_{э.б.}}{2kT}. \quad (82)$$

Флуктуации скорости поверхностной рекомбинации δs вызывают флуктуации плотности тока рекомбинации на поверхности δJ_s :

$$\delta J_s = qn_p \delta s_b \exp \frac{qU_{э.б.}}{kT} + qn_i \delta s_b \exp \frac{qU_{э.б.}}{2kT}.$$

Величина шума $\overline{i^2}_{\Phi, \text{э}}$ в полосе Δf получается в результате суммирования спектральных плотностей флуктуаций плотности тока по соответствующим поверхностям:

$$\overline{i^2}_{\Phi, \text{э}} = \int_S q^2 n_p^2 S_6(f) \exp\left(\frac{2qU_{\text{э}, 6}}{kT}\right) \Delta f dS + \\ + \int_S q^2 n_i^2 S_9(f) \exp\left(\frac{qU_{\text{э}, 6}}{kT}\right) \Delta f dS, \quad (83)$$

где $S_6(f)$; $S_9(f)$ — спектральные плотности флуктуаций скорости поверхностной рекомбинации базы s_6 и эмиттера s_9 соответственно.

Учитывая имеющиеся результаты экспериментальных исследований связи шума типа $1/f$ и плотности поверхностных состояний [21], можно полагать, что спектральная плотность флуктуаций скорости поверхностной рекомбинации пропорциональна плотности поверхностных состояний N_s и обратно пропорциональна частоте. Для простоты будем также считать, что функция $S(f)$ не зависит от элемента данной поверхности. Тогда можно записать выражения для $S_6(f)$ и $S_9(f)$ в следующем виде:

$$S_6(f) = b_1 \frac{s_6^a N_{s6}}{f}; \quad (84)$$

$$S_9(f) = b_2 \frac{s_9^a N_{s9}}{f}, \quad (85)$$

где b_1 , b_2 — некоторые коэффициенты; a — положительная степень.

Подставляя (84) и (85) в (83), получаем:

$$\overline{i^2}_{\Phi, \text{э}} = b_1' \frac{n_p^2 s_6^a N_{s6} \Delta f}{f} \exp \frac{2qU_{\text{э}, 6}}{kT} + \\ + b_2' \frac{n_i^2 s_9^a N_{s9} \Delta f}{f} \exp \frac{qU_{\text{э}, 6}}{kT}. \quad (86)$$

Полученное выражение можно записать через токи рекомбинации на поверхности базы I_{62} и в приповерхностной области эмиттерного перехода I_{64} :

$$\overline{i^2}_{\Phi, \text{э}} = b_1'' \frac{I_{62}^2 s_6^{a-2} N_{s6}}{f} \Delta f + b_2'' \frac{I_{64}^2 s_9^{a-2} N_{s9}}{f} \Delta f. \quad (87)$$

Ток базы кремниевых планарных транзисторов равен:

$$I_0 = I_0(1 - \alpha) - I_{K, 0} \approx I_0(1 - \alpha),$$

следовательно, у кремниевых планарных транзисторов ток базы можно считать возникающим в результате рекомбинации, т. е.

$$I_b \approx I_{b1} + I_{b2} + I_{b3} + I_{b4},$$

где I_{b1} , I_{b2} , I_{b3} , I_{b4} — компоненты тока базы, обусловленные рекомбинацией в областях 1, 2, 3 и 4 (рис. 24) соответственно.

Тогда выражение (87) можно записать в таком виде:

$$\bar{i}_{\Phi, \text{б}}^2 = K \frac{I_b^n}{f} \Delta f, \quad (88)$$

где K — коэффициент, зависящий от состояния поверхности и характеризующийся сильным разбросом от прибора к прибору; n — показатель степени, величина которого не превышает 2 и зависит от соотношения объемных и поверхностных составляющих тока рекомбинации.

Таким образом, получено выражение, характеризующее связь фликкер-шума кремниевых планарных транзисторов с током базы. Аналогичный результат получен из результатов экспериментов [12].

Из формулы (88) следует, что для снижения уровня шума типа $1/f$ в кремниевых планарных транзисторах необходимо устанавливать как можно меньший ток базы, а значит, транзисторы должны иметь высокие коэффициенты передачи базового тока в области малых токов. Как показано в гл. 1, роль фликкер-шума возрастает при увеличении сопротивления источника сигнала.

В кремниевых планарных транзисторах нередко встречается так называемый «импульсный» шум [3, 22, 24, 25]. Импульсный шум представляет собой наложенные на нормальный шумовой сигнал выбросы. Эти выбросы обычно имеют постоянную амплитуду, в то время как частота и длительность импульсов меняются случайно и независимо. Длительность импульсов может достигать нескольких сотен миллисекунд, верхний предел амплитуды импульса, приведенной ко входу транзистора, не выше 1 мкА. Нижний предел амплитуды не может быть определен, так как маскируется шумами других типов. Импульсный шум очень похож на результат случайных переходов между двумя устойчивыми состояниями.

Спектр мощности импульсного шума подобен спектру случайного телеграфного сигнала. Шумовой спектр транзистора с импульсным шумом имеет более сложный ха-

ракти по сравнению с транзистором, свободным от источника такого шума; это положение иллюстрируется примером характеристик, приведенных на рис. 25 [25]. Импульсный шум в кремниевых планарных транзисторах возникает, вероятнее всего, в прямосмещенном эмиттерном переходе. В этом случае импульсный шум может быть вызван, например, бистабильными флуктуациями высоты барьера дефекта в области пространственного заряда эмиттерного перехода, вызываемыми захватом и освобождением носителей заряда в центрах рекомби-

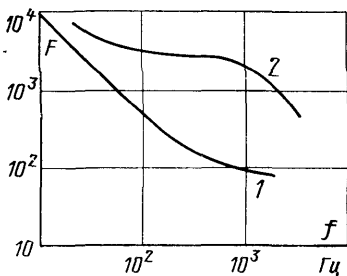


Рис. 25. Частотные характеристики коэффициента шума транзистора.

1 — транзистор без импульсного шума; 2 — транзистор с импульсным шумом.

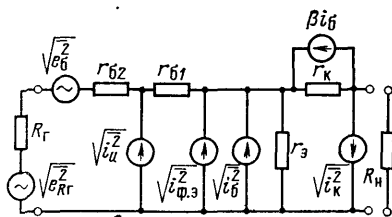


Рис. 26. Эквивалентная шумовая схема транзистора с источником импульсного шума, связанного с эмиттерным переходом.

нации в окрестностях дефекта. Эксперименты на специально изготовленных транзисторах с управляющим затвором над эмиттерным переходом показали, что импульсный шум генерируется вблизи поверхности эмиттерного перехода и часто возникает при образовании инверсного слоя на поверхности базовой области. Процент приборов с импульсным шумом сильно растет при увеличении концентрации эмиттерной примеси, приводящем к возникновению дислокаций в эмиттере [26]. Также обнаружено, что вероятность существования импульсного шума более велика у транзисторов, сформированных на периферийных частях пластин кремния, где имеются большие механические напряжения. Следовательно, импульсный шум связан с механическими напряжениями. Для интерпретации результатов экспериментов с помощью эквивалентной шумовой схемы предложено разделить сопротивление базы на основное сопротивление

r_{61} области базы, лежащей под эмиттером, и относительно малое сопротивление r_{62} от контакта базы до края эмиттерного перехода [24]. Эквивалентная схема с источником импульсного шума, включенного по этой модели, показана на рис. 26.

Из результатов измерений следует, что импульсный шум не зависит от напряжения на коллекторном переходе и увеличивается с ростом тока базы. Эмпирическое выражение, связывающее интенсивность импульсного шума с током базы, имеет такой вид [24]:

$$\overline{i_n^2} = AI_6 \frac{\Delta f}{1 + \left(\frac{\pi f}{2a}\right)^2}, \quad (89)$$

где A — некоторый коэффициент; a — средняя скорость возникновения импульсов.

Следует заметить, что в настоящее время все имеющиеся экспериментальные данные, особенно температурные характеристики, трудно объяснить с помощью модели, принимающей только один механизм возникновения импульсного шума [25]. Поэтому нельзя исключить возможность существования других механизмов. В связи с этим требуется проведение дальнейшего изучения этого вида шумов, его корреляции с шумом типа $1/f$ и связи с температурой, смещением и т. д.

10. ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА В МИКРОРЕЖИМЕ

Как уже было показано в предыдущих разделах, для снижения уровня шума кремниевых планарных транзисторов необходимо снижать рабочий ток по сравнению с обычными режимами, устанавливая рабочую точку в микроамперном диапазоне. Естественно, что знание характеристик транзисторов при малых уровнях смещения весьма важно и из общих соображений, так как современная техника требует минимизации уровня мощности, потребляемой радиоэлектронными устройствами.

Коэффициент шума транзисторов при данном сопротивлении источника сигнала, как показано в гл. 1, определяется величинами коэффициента шума $F_{\text{мин}}$ при условии согласования по шумам и соответствующего оптимального сопротивления источника сигнала $R_{\Gamma \text{ опт}}$. Коэффициент $F_{\text{мин}}$ в области белого шума сильно связан с коэффициентом передачи постоянного тока базы B ,

увеличиваясь при уменьшении последнего (см. § 5). Поэтому, если при малых токах коэффициент B становится мал, то коэффициент $F_{\text{мин}}$, а значит, и коэффициент F возрастают. Однако коэффициент передачи тока кремниевых планарных транзисторов обычно сохраняет достаточно высокую величину, по крайней мере до токов эмиттера около 10 мкА. Значит, можно ожидать, что коэффициент $F_{\text{мин}}$ не обнаружит роста при малых токах.

Оптимальное сопротивление источника сигнала также зависит от рабочего тока [см. выражение (44)]. Поэтому коэффициент шума в области микротоков может расти из-за увеличения степени шумового рассогласования. При токах эмиттера ниже 100 мкА оптимальное сопротивление источника сигнала пропорционально сопротивлению эмиттерного перехода $r_{\text{э}}$ и корню квадратному из статического коэффициента передачи базового тока B [формула (46)]. К этому выводу мы пришли с помощью выражений для эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока. Однако к такому же результату можно прийти и другим путем [10].

Для вычисления сопротивления $R_{\text{г.опт}}$ определяется экспериментальным путем коэффициент передачи B при заданном токе эмиттера. Чтобы вычислить величину $r_{\text{э}}$ в микротоковом диапазоне, необходимо учесть влияние тока рекомбинации в области пространственного заряда эмиттерного перехода. Полный ток эмиттера, состоящий из диффузионной составляющей, пропорциональной $\exp(qU_{\text{э.б.}}/kT)$, и рекомбинационной составляющей, пропорциональной $\exp(qU_{\text{э.б.}}/2kT)$, может быть записан в такой форме:

$$I_{\text{э}} = I_0 \exp \frac{qU_{\text{э.б.}}}{m_{\text{э}}kT}, \quad (90)$$

где I_0 — коэффициент в выражении, аппроксимирующем величину полного тока эмиттерного перехода; $m_{\text{э}}$ — коэффициент, зависящий от структуры транзистора и напряжения на переходе; его величина обычно лежит в пределах от 1 до 2.

Из уравнения (90) можно получить:

$$\frac{1}{r_{\text{э}}} = \frac{dI_{\text{э}}}{dU_{\text{э.б.}}} = I_0 \left(\exp \frac{qU_{\text{э.б.}}}{m_{\text{э}}kT} \right) \frac{q}{m_{\text{э}}kT} = I_{\text{э}} \frac{q}{m_{\text{э}}kT},$$

т. е.

$$r_{\text{э}} = \frac{m_{\text{э}}kT}{qI_{\text{э}}}. \quad (91)$$

Тогда формула (46) будет иметь такой вид:

$$R_{г. \text{ опт}} \approx \frac{m_3 k T}{q I_3} \sqrt{B}. \quad (92)$$

Коэффициент m_3 , характеризующий отклонение реальной характеристики прямосмещенного перехода от идеальной, может определяться по вольт-амперным характеристикам эмиттерного перехода. Делается это следующим образом. На кривой зависимости $I_3(U_{3,6})$ выбирают две точки в интересующем диапазоне токов и находят соответствующие этим точкам координаты I_1, U_1 и I_2, U_2 . Тогда коэффициент m_3 рассчитывается с помощью формулы

$$m_3 = \frac{q}{kT} \frac{U_2 - U_1}{\ln(I_2/I_1)}, \quad (93)$$

или для случая комнатной температуры

$$m_3 \approx \frac{U_2 - U_1}{0,026 \ln(I_2/I_1)},$$

где напряжение U выражается в вольтах. Результаты измерений показывают, что у кремниевых планарных транзисторов при токах эмиттера от 1 до 100 мкА величина m_3 обычно составляет от 1 до 1,3. Как будет показано ниже, при анализе коэффициента передачи тока в микрорежиме, транзисторам с более высокими статическими коэффициентами передачи базового тока соответствуют меньшие значения коэффициента m_3 . Эксперименты подтверждают это заключение; в частности, у транзисторов, имеющих $B > 40$, коэффициент m_3 близок к единице.

Для экспериментальной проверки справедливости выражения (92) необходимо определить величину $R_{г. \text{ опт}}$ для транзисторов с разными значениями коэффициента B . Величины $R_{г. \text{ опт}}$ определяются с помощью эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока, как показано в гл. 1. Были измерены шумовые параметры около 50 экземпляров кремниевых планарных транзисторов с низкими обратными токами ($I_{к.б.0} < 10^{-9}$ А при $U_{к.б.} = 5$ В). Полученная по результатам измерений на частоте 10 кГц при токе эмиттера 10 мкА кривая, характеризующая связь величин $R_{г. \text{ опт}}$ и B , приведена на рис. 27 (кривая 1). На этом же рисунке приведены кривые, рассчитанные по формуле (92) при $m_3 = 1$ (кривая 3) и $m_3 = 1,3$ (кривая 2). Как видно

из рис. 27, формула (92) для определения сопротивления $R_{г.опт}$ по известному значению коэффициента B при $m_a \approx 1,3$ достаточно хорошо соответствует результатам экспериментов для транзисторов с $B < 30$. У транзисторов с более высокими коэффициентами передачи тока ближе к действительным оказываются величины $R_{г.опт}$, вычисленные при $m_a = 1$; как указывалось выше, величина m_a для таких транзисторов действительно близка к единице.

Таким образом, для вычисления оптимального сопротивления источника сигнала кремниевых планарных

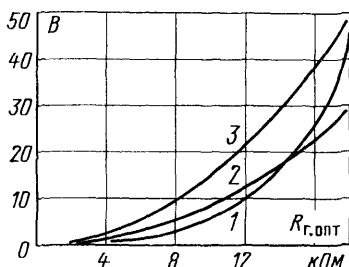


Рис. 27. Зависимости оптимального сопротивления источника сигнала от статического коэффициента передачи тока кремниевых планарных транзисторов в схеме с общим эмиттером.

1 — экспериментальная кривая; 2 — расчетная кривая при $m_a = 1,3$; 3 — расчетная кривая при $m_a = 1$.

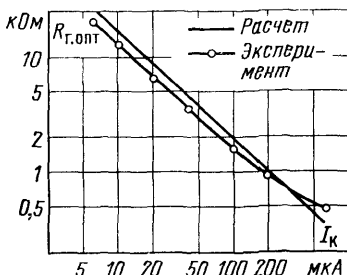


Рис. 28. Зависимость оптимального сопротивления источника сигнала от тока коллектора (транзистор типа КТ312).

транзисторов в диапазоне микротоков можно пользоваться выражением (92); для транзисторов, имеющих величину $B > 30$, коэффициент m_a в этой формуле можно полагать равным единице.

Справедливость выражения (92) при разных значениях тока эмиттера подтверждается графиком, приведенным на рис. 28. На этом рисунке показаны две зависимости величины $R_{г.опт}$ от тока эмиттера, одна из которых получена опытным путем на частоте 10 000 Гц, а другая вычислена по формуле (92) при $m_a = 1$. Здесь также наблюдается достаточно хорошее соответствие между вычисленными и измеренными значениями $R_{г.опт}$. При токах эмиттера выше 200 мкА величиной r_b пренебрегать уже нельзя, поэтому в этой области расчетные значения

оптимального сопротивления становятся ниже экспериментальных.

Зависимости коэффициента $F_{\text{мин}}$ и сопротивления $R_{\text{г опт}}$ в области белого шума для малошумящего образца транзистора типа КТ312 приведены на рис. 15. Из графика следует, что при условии согласования по шумам в области малых токов может быть получен достаточно низкий коэффициент шума. Минимальный коэффициент шума у данных транзисторов имеет место при токе эмиттера около 100 мкА; сопротивление источника сигнала, соответствующее минимуму коэффициента шума, составляет от 1 до 3 кОм. При снижении тока эмиттера ниже 100 мкА для получения малого коэффициента шума следует увеличивать сопротивление источника сигнала от нескольких килоом до величин, близких к 20 кОм, при токе эмиттера 10 мкА. Таким образом, при токах микроамперного диапазона у кремниевых планарных транзисторов могут быть получены достаточно низкие величины коэффициента шума в области шумов белого спектра; больше того, минимальный коэффициент шума наблюдается именно в диапазоне микротоков.

Как показано в предыдущем параграфе, шум типа $1/f$ связан непосредственно с токами рекомбинации в транзисторе, а потому уменьшается при снижении тока базы [см. формулу (88)]. У кремниевых планарных транзисторов статический коэффициент передачи тока базы равен отношению тока коллектора к току базы, поэтому интенсивность шума типа $1/f$ может быть выражена через ток коллектора:

$$\overline{i_{\text{ф.э}}^2} = K \frac{I_{\text{к}}^n}{B^n f} \Delta f. \quad (94)$$

Отсюда видно, что для снижения шума типа $1/f$ необходимо устанавливать возможно более низкий ток коллектора. При снижении рабочего тока уменьшаются также контактные шумы, связанные с различного рода дефектами контактов. Что касается импульсных шумов, то, как правило, их наличие в транзисторе определяет очень высокий уровень его шума. Однако нельзя исключить возможность того, что шумы этого типа имеются у транзисторов и в случае, когда импульсный шум непосредственно не замечен, так как в этом случае эти шумы могут быть просто не слишком велики и маскируются другими видами шумов. А так как импульсный шум

уменьшается при снижении тока базы [см. выражение (89)], то снижение рабочего тока полезно и с точки зрения подавления источника импульсного шума.

Естественно, что снижение уровня тока практически можно производить только до определенных пределов, так как, во-первых, при этом происходит падение коэффициента передачи тока, и, во-вторых, как было показано в гл. 1, по мере уменьшения рабочего тока (ниже 50 мкА) все в большей степени начинают сказываться шумы тока коллектора. Первый из этих процессов приводит к снижению коэффициента усиления каскада на транзисторе. Второй может привести к тому, что даже при сохранении у транзистора высокого коэффициента передачи тока при некотором (довольно малом) рабочем токе коэффициент шума достигнет минимума и при дальнейшем уменьшении тока начнет увеличиваться.

Таким образом, в области шума типа $1/f$ еще в большей степени, чем в области белого шума, важно снижение рабочего тока в микроамперный диапазон с целью минимизации шума. При этом наиболее важным параметром становится коэффициент передачи тока базы, который имеет значение не только как очевидно необходимый усилительный параметр, но и как основной показатель, определяющий величину коэффициента шума, причем не только в области шума типа $1/f$, но и в области шумов белого спектра. Поэтому рассмотрим поведение коэффициента передачи тока в микроамперном диапазоне токов эмиттера.

Коэффициент передачи тока кремниевых транзисторов в схеме с общим эмиттером при уменьшении рабочего тока от некоторых средних уровней (обычно единицы миллиампер) монотонно падает. Основной причиной спада коэффициента передачи с уменьшением рабочего тока является ток рекомбинации носителей заряда в области пространственного заряда эмиттерного перехода. Рассмотрим, как конкретно проявляется влияние тока рекомбинации в эмиттерном переходе на коэффициент передачи в схеме с общей базой α .

При уменьшении тока эмиттера согласно выводам, полученным в § 8, коэффициент переноса носителей через базу не меняется, поэтому причиной падения коэффициента передачи тока кремниевых планарных транзисторов при снижении рабочего тока является уменьшение эффективности эмиттера. Полагая, что величина коэффициента переноса близка к единице, в области малых токов можно считать, что

$$\alpha \approx \gamma. \quad (95)$$

Составляющая тока рекомбинации, обусловленная рекомбинацией в объеме области пространственного заряда эмиттерного перехода, равна [16]:

$$I_{\text{э.рек}} = I_{\text{рек}0} \exp \frac{qU_{\text{э.б}}}{2kT}, \quad (96)$$

где $I_{\text{рек}0}$ — некоторый начальный рекомбинационный ток, определяемый процессами в объемной части эмиттерного перехода.

Тогда для обычных несимметричных эмиттерных переходов кремниевых планарных транзисторов при малых уровнях токов эффективность эмиттера может полагаться равной:

$$\gamma \approx \left[1 + \frac{I_{\text{рек}0}}{I_{\text{диф}0}} \exp \left(-\frac{qU_{\text{э.б}}}{2kT} \right) \right]^{-1}. \quad (97)$$

Коэффициент $I_{\text{диф}0}$ определяется для транзистора *n-p-n* типа формулой

$$I_{\text{диф}0} \approx \frac{qL_n n_p S_{\text{э}}}{\tau_n} \operatorname{cth} \frac{w}{L_n}, \quad (98)$$

где L_n — средняя длина диффузии электронов в области *p*-типа; n_p — концентрация неосновных носителей в области *p*-типа; τ_n — среднее время жизни электронов в области *p*-типа; w — ширина базы; $S_{\text{э}}$ — площадь эмиттерного перехода.

г Коэффициент $I_{\text{рек}0}$ равен:

$$I_{\text{рек}0} \approx \frac{\pi n_i d_{\text{э}} k T S_{\text{э}}}{2 \sqrt{\tau_{p0} \tau_{p0}} (\varphi_{\text{э}} - U_{\text{э.б}})}, \quad (99)$$

где $d_{\text{э}}$ — ширина области пространственного заряда эмиттерного перехода; τ_{p0} , τ_{p0} — время жизни электронов и дырок в сильнолегированном материале *p*- и *n*-типа соответственно; $\varphi_{\text{э}}$ — контактная разность потенциалов в эмиттерном переходе.

Однако величина коэффициента передачи тока, полученная расчетом с помощью формул (95), (97) — (99) для обычных составляющих токов $I_{\text{э.диф}}$ и $I_{\text{э.рек}}$, будет завышена по сравнению с реальной. Причина этого заключается в том, что если диффузионный ток $I_{\text{э.диф}}$ действительно определяется процессами в объеме полупроводника, учитываемыми формулами (75) и (98), то рекомбинационный ток $I_{\text{э.рек}}$ определяется главным образом поверхностными явлениями, не учтенными в формулах (96) и (99). Показать это можно с помощью зависимостей тока коллектора $I_{\text{к.к.з}}$ и тока базы $I_{\text{б.к.з}}$ от напряжения на эмиттерном переходе при коротком замыкании электродов коллектора и базы, т. е. при $U_{\text{к.б}} = 0$. Как показано в § 8, зависимость $I_{\text{к.к.з}}(U_{\text{э.б}})$ характеризует диффузионный ток. Если же учесть, что при малых токах рекомбинация в области базы пренебрежимо мала по сравнению с рекомбинацией в области эмиттерного перехода, то можно полагать, что ток базы при коротком замыкании коллектора с базой равен току рекомбинации в области пространственного заряда эмиттерного перехода. Следовательно,

$$I_{\text{б.к.з}} \approx I_{\text{рек}0} \exp \frac{qU_{\text{э.б}}}{2kT}, \quad (100)$$

где $I_{\text{рек}0}$ — некоторый коэффициент.

Сравнение результатов, полученных на ряде транзисторов одного типа (рис. 29), показало, что характеристики $I_{\text{к.к.з}}(U_{\text{э.б}})$ довольно незначительно меняются от прибора к прибору, в то время как зависимости $I_{\text{б.к.з}}(U_{\text{э.б}})$ характеризуются значительным разбросом. Это может свидетельствовать о том, что ток $I_{\text{к.к.з}}$, а значит, и коэффициент $I_{\text{диф}0}$ определяются в основном достаточно хорошо воспроизводимыми объемными свойствами структуры транзистора (размерами, концентрацией и распределением примесей).

Разброс характеристик $I_{б.к.з}$ ($U_{э.б}$) можно объяснить тем, что ток $I_{б.к.з}$, а следовательно, и коэффициент $I_{рек0}$ определяются главным образом случайными поверхностными условиями, а последние значительно различаются даже для транзисторов из одной партии и определяют величину коэффициента передачи тока в области малых токов. Явления на поверхности транзистора не поддаются точ-

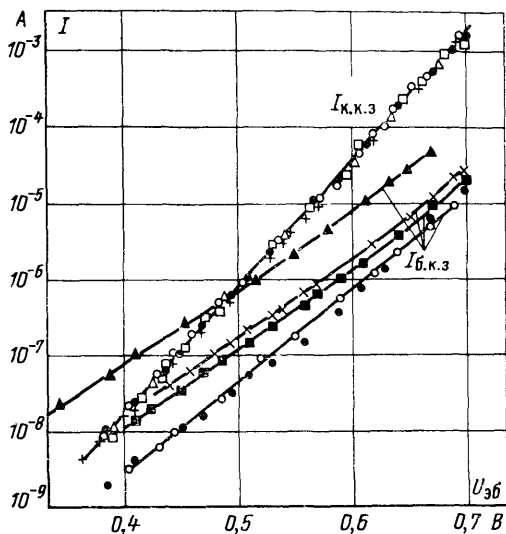


Рис. 29. Зависимости токов базы и коллектора при коротком замыкании коллектора с базой для нескольких кремниевых планарных транзисторов одного типа.

ному количественному анализу. Для качественного анализа тока рекомбинации в периферийной области эмиттерного перехода $I_{э.рек\delta}$ можно получить выражение для этого тока следующим образом.

Плотность тока рекомбинации в приповерхностной части области пространственного заряда эмиттерного перехода при напряжении на эмиттерном переходе $U_{э.б} > 3kT/q$ определяется полученным выше выражением (82). Ток рекомбинации, обусловленный поверхностью эмиттерного перехода, вычисляется путем интегрирования выражения (82) по соответствующей поверхности:

$$I_{э.рек\delta} = \int_S q n_i s_{\delta} \exp\left(\frac{qU_{э.б}}{2kT}\right) dS.$$

Тогда формула для тока $I_{э.рек\delta}$ может быть записана в следующей форме:

$$I_{э.рек\delta} = I_{рек0} \exp \frac{qU_{э.б}}{2kT}, \quad (101)$$

где $I_{\text{рек } 0}$ — коэффициент, пропорциональный собственной концентрации носителей заряда и скорости поверхностной рекомбинации.

Следовательно, формулы для объемного и поверхностного токов рекомбинации в эмиттерном переходе аналогичны; полный ток рекомбинации можно представить в виде

$$I_{\text{э, рек}} = I'_{\text{рек } 0} \frac{qU_{\text{э,б}}}{2kT}, \quad (102)$$

где $I'_{\text{рек } 0}$ — некоторый равновесный рекомбинационный ток, определяемый условиями как в объеме эмиттерного перехода, так и на его поверхности

Можно считать, что ток рекомбинации в любом кремниевом транзисторе определяется формулой (102). Тогда у кремниевых планарных транзисторов коэффициент $I'_{\text{рек } 0}$ меньше, чем у кремниевых диффузионных транзисторов. Другими словами, коэффициент $I'_{\text{рек } 0}$ сильно зависит от состояния поверхности транзистора.

Заметим, что и коэффициент $I_{\text{рек } 0}$, и коэффициент $I_{\text{рек } 0}$ зависят от напряжения на эмиттерном переходе. Для анализа экспериментальных результатов удобнее считать постоянным коэффициент при экспоненциальном члене, а зависимость этого коэффициента от напряжения учесть экспоненциальным сомножителем. Для этого можно цифру 2 в знаменателе показателя степени экспоненты заменить на некоторый коэффициент m_0 , зависящий от напряжения. Тогда выражение для тока рекомбинации будет иметь такой вид:

$$I_{\text{э, рек}} = I_{\text{рек } 0} \exp \frac{qU_{\text{э,б}}}{m_0 kT}, \quad (103)$$

где $I_{\text{рек } 0}$ — коэффициент, не зависящий от напряжения на эмиттерном переходе.

В форме (103) обычно и представляют экспериментальные зависимости тока рекомбинации; коэффициент m_0 в этом случае обычно имеет величину от 1 до 2, но в некоторых случаях может превышать 2 [17].

Таким образом, выражение для тока эмиттера кремниевых транзисторов можно записать в следующем виде:

$$I_{\text{э}} = I_{\text{диф } 0} \exp \frac{qU_{\text{э,б}}}{kT} + I_{\text{рек } 0} \exp \frac{qU_{\text{э,б}}}{m_0 kT}. \quad (104)$$

Заметим, что коэффициент m_0 в общем случае не равен коэффициенту m_0 в показателе степени экспоненты эмиттерного тока [см. формулу (90)].

Коэффициент инжекции γ в случае, когда ток эмиттера выражается в виде (104), будет равен:

$$\gamma \approx \left\{ 1 + \frac{I_{\text{рек } 0}}{I_{\text{диф } 0}} \exp \left[- \frac{qU_{\text{э,б}}(m_0 - 1)}{m_0 kT} \right] \right\}^{-1}. \quad (105)$$

Из выражения (105) следует, что при снижении напряжения $U_{\text{э,б}}$ происходит уменьшение коэффициента γ , а следовательно, и коэффициента α вследствие более быстрого убывания диффузионного тока по сравнению с рекомбинационным [см. уравнения (75) и (103)]. Наличие зависимости коэффициента передачи тока транзисторов от уровня эмиттерного смещения обуславливает неравенство величин статического и дифференциального коэффициентов передачи

тока. Соотношение этих коэффициентов определяется величиной m_α [3]:

$$\frac{\alpha_0}{\alpha} = m_\alpha, \quad (106)$$

где α_0 — дифференциальный коэффициент передачи тока в схеме с общей базой.

Следовательно, коэффициент m_α можно еще определить как отношение дифференциального коэффициента передачи эмиттерного тока к статическому коэффициенту передачи эмиттерного тока. Чем сильнее отклонение вольт-амперной характеристики прямосмещенного эмиттерного перехода от идеальной, тем больше отличаются по величине дифференциальный и статический коэффициенты передачи эмиттерного тока.

Можно показать также, что коэффициент m_β , характеризующий экспоненту базового тока, равен отношению дифференциального коэффициента передачи тока базы к статическому, т. е.

$$m_\beta = \frac{\beta_0}{\beta}. \quad (107)$$

Транзисторам с более высокими коэффициентами передачи тока при малых токах соответствуют более высокие значения коэффициента γ , тогда согласно формуле (105) отношение $I_{рек0}/I_{диф0}$ у таких транзисторов ниже и (или) коэффициент m_β выше, чем у транзисторов с меньшими коэффициентами передачи. Тогда, исходя из уравнений (104) и (90), можно сделать вывод, что транзисторам с более высокими коэффициентами передачи постоянного тока соответствуют меньшие значения коэффициента m_α .

С помощью полученных результатов можно оценить величину коэффициента передачи тока в режиме без подачи внешнего смещения на базу, т. е. в схеме с общим эмиттером при отключенной по постоянному току базе. Для расчета коэффициента инжекции γ , а значит, и коэффициента передачи α необходимо определить напряжение на эмиттерном переходе при $I_\phi = 0$, которое обозначим $U_{\alpha, \phi 0}$. Для этого, используя выражения (76) и (95), запишем формулу (72) для тока коллектора в следующем виде:

$$I_K \approx I_{K, \phi 0} + I_{диф0} \exp \frac{qU_{\alpha, \phi}}{kT}. \quad (108)$$

Так как при отключенной базе токи эмиттера и коллектора равны, то, приравнявая выражения (104) и (108), получаем уравнение, решение которого относительно параметра $U_{\alpha, \phi 0}$ дает в результате:

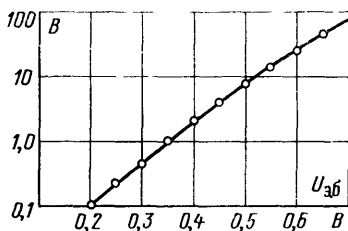
$$U_{\alpha, \phi 0} = \frac{m_\beta kT}{q} \ln \frac{I_{K, \phi 0}}{I_{рек0}}. \quad (109)$$

Если вычислить величину $U_{\alpha, \phi 0}$ с помощью формул (131) и (99) для «идеальных», объемных составляющих токов $I_{K, \phi 0}$ и $I_{рек0}$, то для кремниевое планарного транзистора со структурой, близкой к транзистору типа КТ312, получим, что $U_{\alpha, \phi 0} = 0,25$ В для типичного, часто встречающегося значения коэффициента $m_\beta = 1,5$. Результаты экспериментального измерения напряжения $U_{\alpha, \phi 0}$ показали, что его реальное значение также составляет в среднем 0,25 В.

Для вычисления коэффициента γ необходимы также величины коэффициентов $I_{диф0}$ и $I_{рек0}$. Величина коэффициента $I_{диф0}$, полу-

ченная как расчетным путем, так и по результатам экспериментов, составляет около 10^{-15} А. Коэффициент $I_{рек 0}$, как показано выше, определяется в основном случайными поверхностными условиями и не поддается расчету. Поэтому коэффициент $I_{рек 0}$ определялся с помощью экспериментальных характеристик $I_{б к з}(U_{э б})$. Его минимальное значение составило около 10^{-13} А (Здесь берется минимальная величина коэффициента $I_{рек 0}$, чтобы определить максимальную величину коэффициента передачи тока в режиме нулевого тока базы.) Подстановка этих величин в формулу (105) и последующее вычисление статического коэффициента передачи тока базы B показали, что величина коэффициента B значительно меньше 1.

Рис. 30. Зависимость статического коэффициента передачи тока кремниевго планарного транзистора в схеме с общим эмиттером от напряжения на эмиттерном переходе (транзисторы типа КТ312).



Экспериментальные зависимости коэффициента B от напряжения на эмиттерном переходе показывают, что при $U_{э б} < 0,3$ В коэффициент передачи тока кремниевых планарных транзисторов в схеме с общим эмиттером действительно очень мал ($B < 1$). На рис. 30 приведена зависимость $B(U_{э б})$ для транзистора с относительно высоким коэффициентом передачи тока при средних токах. Транзисторы с меньшими коэффициентами передачи тока будут иметь величины B в режиме $U_{э б} < 0,3$ В еще более низкие, чем у прибора, характеристика усиления которого приведена на графике.

Токи рекомбинации в области пространственного заряда перехода при малых смещениях могут приводить и к полному исчезновению у транзистора эффекта влияния тока эмиттера на ток коллектора [27]. Это явление может наблюдаться при малых напряжениях на коллекторе (0,1—0,2 В).

11. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРЕДПОСЫЛКИ МЕТОДОВ СНИЖЕНИЯ ШУМОВ ТРАНЗИСТОРОВ

Одним из основных условий получения малого уровня шума у транзисторов на низкой частоте, как было показано выше, является наличие высокого коэффициента передачи тока в области малых токов. Основную роль в уменьшении коэффициента передачи при снижении уровня тока играет рекомбинация в приповерхностной части области пространственного заряда эмиттерного перехода. Уменьшению относительного значения этого процесса может способствовать такая геометрия транзисто-

ра, при которой отношение площади эмиттерного перехода к площади периферии эмиттера максимально. Однако при этом следует учитывать и влияние другого процесса, способствующего уменьшению коэффициента передачи тока. Действительно, максимальному отношению площади эмиттера к периметру соответствует эмиттер в форме круга с возможно большим диаметром; тогда, если учесть, что ток эмиттера определяется в большей степени диффузионной составляющей, при увеличении площади эмиттерного перехода для получения заданной величины тока необходимо снижать напряжение смещения на эмиттерном переходе [см. формулы (75) и (98)]. Но вследствие того, что диффузионный ток падает при снижении смещения быстрее, чем ток рекомбинации в переходе, уменьшение напряжения на эмиттерном переходе способствует снижению коэффициента передачи вследствие возрастания относительной доли тока рекомбинации в области пространственного заряда эмиттерного перехода [см. формулу (105)]. Следовательно, для получения более высокого коэффициента передачи тока желательно иметь возможно большую величину напряжения на эмиттерном переходе при заданном значении тока эмиттера, а это находится в противоречии с условием достижения максимального отношения площади эмиттерного перехода к его периметру. Таким образом, увеличение площади эмиттера не может считаться эффективным способом уменьшения тока рекомбинации в эмиттерном переходе. Однако при возрастании диаметра эмиттера снижается доля носителей, инжектированных боковыми частями эмиттера. Очевидно, что вероятность рекомбинации у этих носителей значительно выше, чем у носителей, инжектированных непосредственно в область базы, лежащую под эмиттером, что связано с разницей в расстоянии, которое тем и другим носителям приходится пройти до коллекторного перехода. С этой точки зрения увеличение площади эмиттерного перехода будет способствовать уменьшению потерь на рекомбинацию в нейтральной области базы с соответствующим возрастанием коэффициента переноса носителей через базу и общего коэффициента передачи тока. Однако надо еще учитывать, что увеличение диаметра эмиттера приводит к возрастанию его барьерной емкости и ухудшению частотных свойств, весьма критичных в режиме микротоков.

Для снижения уровня шума типа $1/f$ также необходимо стремиться к получению более высоких напряжений на эмиттерном переходе при заданном токе эмиттера. Чтобы показать это, воспользуемся результатами проведенного в § 9 анализа распределения роли шумовых процессов в областях структуры транзистора. Из выражения (86) следует, что при увеличении напряжения $U_{э.б}$ происходит возрастание роли рекомбинации на поверхности базы по сравнению с эмиттерным переходом. Но в области базы в связи с менее высокой поверхностной концентрацией примеси следует ожидать и менее высокой концентрации поверхностных состояний, определяющих уровень шума типа $1/f$, следовательно, рекомбинации в области базы сопутствует менее высокий фликкершум по сравнению с рекомбинацией в эмиттерном переходе. Поэтому транзисторы с более высокими напряжениями на эмиттерном переходе будут характеризоваться (при прочих равных условиях) пониженным фликкершумом.

Напряжение на эмиттерном переходе при заданном токе эмиттера можно определить из выражения (90)

$$U_{э.б} = \frac{m_э k T}{q} \ln \frac{I_э}{I_0}. \quad (110)$$

У транзисторов с достаточно высокими коэффициентами передачи тока в микрорежиме коэффициент $m_э$ близок к единице, а величина I_0 определяется практически коэффициентом $I_{диф 0}$. Согласно выражениям (98) и (110), если учитывать противоречивый характер влияния на шумовые характеристики величины площади эмиттерного перехода и концентрации примеси в области базы, приемлемым условием повышения напряжения $U_{э.б}$ является получение высоких значений времени жизни неосновных носителей в базовой области.

Необходимо обратить внимание, что характерной особенностью кремниевых планарных транзисторов являются именно более высокие напряжения на эмиттерном переходе. В самом деле, согласно уравнению (98) величина коэффициента $I_{диф 0}$ у стабилизированных слоев окисла (планарных) кремниевых транзисторов вследствие повышения эффективного времени жизни в области базы будет ниже, чем у непассивированных слоев окисла (диффузионных) кремниевых транзисторов (при прочих равных условиях). Если учесть, что обычно вели-

чина тока эмиттера определяется диффузионной составляющей, то для получения одного и того же тока эмиттера напряжение на эмиттерном переходе у кремниевых планарных транзисторов должно быть выше, чем у обычных транзисторов с теми же размерами и распределением примесей [см. выражение (75)]. Наглядное подтверждение этого вывода можно получить при рассмотрении приведенных в [17] экспериментальных зависимостей $I_{к.к.з}(U_{э.б})$ для кремниевых планарных транзисторов с защитным слоем окисла и в случае его стравливания.

Таким образом, для получения транзисторов с малыми низкочастотными шумами необходимо использовать материал с высоким объемным временем жизни и добиваться снижения скорости поверхностной рекомбинации. Плотность и распределение способных заряжаться поверхностных состояний, часть которых является активными центрами генерации — рекомбинации, сильно чувствительны к обработке поверхности. С помощью экспериментов удалось выяснить, что поверхностные ловушки возникают от избыточного окисления границы раздела кремний — двуокись кремния [21]. Более низкая температура окисления приводит к возникновению более высокой плотности поверхностных состояний, а следовательно, к более высокому уровню шума типа $1/f$. Для данного процесса окисления количество поверхностных состояний зависит от ориентации кристалла. Более низкий уровень шума имеют приборы, полученные на кристаллах с ориентацией (100) по сравнению с приборами на кристаллах (111).

Средством стабилизации характеристик и частичного удаления имеющихся загрязнений может служить покрытие слоем фосфорно-силикатного стекла поверх двуокиси кремния [22].

Для планарного процесса характерно получение эмиттера путем диффузии примеси в базу, в которой очень высока поверхностная концентрация примеси. Поэтому концентрация примесей в кремнии, находящемся при комнатной температуре, может превышать предел растворимости, в результате чего в кристалле появляются нежелательные включения. Кроме того, обычно используемые в качестве примесей бор и фосфор имеют радиусы атомов, большие по сравнению с кремнием, что может приводить к изменению среднего расстояния между атомами кристаллической решетки, образованию дис-

локационных сдвигов и возникновению остаточных механических напряжений. Большое количество дислокаций в эмиттерном переходе обуславливает высокую плотность локализованных состояний в запрещенной зоне и приводит к увеличению шума типа $1/f$ и вероятности появления импульсного шума. Следовательно, уровень низкочастотных шумов кремниевых планарных транзисторов сильно связан с концентрацией примесей в эмиттере. Существует минимальный уровень примеси, ниже которого не возникают дислокации, индуцированные механическими напряжениями [26]. Этот уровень определяется условием, чтобы создаваемые примесями напряжения были ниже предела упругости кремния; для фосфора он составляет около $2 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$. Поэтому, как показывают эксперименты, снижение концентрации примеси на поверхности эмиттера n - p - n транзистора с $5 \cdot 10^{21}$ до $6 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ приводит к увеличению доли приборов, не имеющих импульсного шума, с 45 до 95%. Случаи наличия импульсного шума при малой концентрации примеси могут объясняться эффектами второго порядка, например напряжениями в системе кремний — двуокись кремния.

Важнейшим условием получения низкого уровня шума типа $1/f$ и высокого коэффициента передачи тока в области микротоков является предотвращение возникновения инверсных слоев и каналов на поверхности кремния. Основная причина появления на поверхности кристалла кремния инверсного слоя, т. е. области с противоположным типом проводимости, заключается в том, что растворимость бора в двуокиси кремния более высока, чем в самом кремнии. Поэтому в процессах высокотемпературной обработки кристалла (окисления и диффузии примесей) происходит сегрегация примеси, приводящая к обеднению приповерхностного слоя в области p -типа, т. е. концентрация бора вблизи поверхности уменьшается. Кроме того, в слое двуокиси кремния очень часто имеется фиксированный положительный заряд, распределенный случайным образом. В результате действия этих факторов может возникнуть инверсный слой n -типа на области p -типа. Образование инверсного слоя и высокая поверхностная концентрация примесей могут приводить к уменьшению ширины обедненного слоя эмиттерного перехода, в результате чего может возникнуть значительный туннельный ток через эту об-

ласть, что приводит к возрастанию тока базы и, следовательно, спаду коэффициента передачи тока. Инверсный слой также может увеличить размеры области пространственного заряда эмиттерного перехода с тем же последствием.

Образовавшийся инверсный слой может достигнуть какого-либо дефекта, что также явится причиной возрастания тока базы. Еще одним следствием существования инверсных слоев является возрастание уровня шума типа $1/f$ и значительное увеличение вероятности появления у транзистора в этом случае импульсного шума; особенно велика такая возможность у транзисторов с большой концентрацией дислокаций.

Если инверсный слой образует прямой омический путь между двумя электродами транзистора (эмиттером и базой, коллектором и базой), шунтируя соответствующий переход, его называют каналом. Канал между эмиттером и базой, замыкающий эмиттерный переход, может значительно уменьшить коэффициент передачи тока вследствие возрастания тока базы. Составляющая базового тока, обусловленная существованием эмиттерно-базового канала, характеризуется выражением [17]

$$I_{\text{кан}} = I_{\text{кан}0} \exp \frac{qU_{э.б}}{m_{\text{кан}}kT}, \quad (111)$$

где $I_{\text{кан}0}$ — некоторый коэффициент, связанный с размерами канала; $m_{\text{кан}}$ — коэффициент, имеющий величину от 2 до 4.

Из формулы (111) следует, что, помимо ухудшения коэффициента передачи тока, существование эмиттерно-базового канала приводит к очень сильной зависимости коэффициента передачи тока B от тока эмиттера.

Таким образом, для обеспечения малого шума кремниевых планарных транзисторов на низких частотах необходимо обратить особое внимание на предотвращение образования инверсных слоев и каналов на поверхности области базы вблизи эмиттера.

В случае кремниевых планарных транзисторов $p-n-p$ типа наибольшую опасность представляет появление инверсных слоев на поверхности коллектора, что превращает приповерхностную область коллектора в продолжение базовой области и может привести к образованию канала, шунтирующего коллекторный переход. Наличие инверсных слоев и каналов в этом случае приводит к ухудшению параметров транзистора:

1. Увеличивается обратный ток коллекторного перехода, что способствует возрастанию шумов транзистора и ограничивает возможность его применения в режиме микротоков.

2. Случайно возникающие каналы очень нестабильны. Поэтому они являются источниками высоких уровней шума типа $1/f$, связанного с коллекторным переходом.

3. Переход коллектор — база может выйти на боковую поверхность транзистора, не покрытую защитным слоем окисла, и оказывается подверженным воздействию окружающей среды. Это приводит к нестабильности параметров транзистора и прежде всего к ухудшению возможности применения в режиме малых токов и увеличению низкочастотных шумов.

Предотвращение образования каналов, шунтирующих коллекторный переход или выводящих его на незащищенную боковую поверхность, может быть достигнуто путем создания защитного кольца p^+ -типа вокруг перехода база — коллектор, получаемого диффузией бора одновременно с формированием эмиттера. В результате этого инверсный слой, если он образуется, заканчивается недалеко от базовой области под защитной пленкой двуокиси кремния, что практически устраняет перечисленные выше проблемы.

Иногда причиной повышенного уровня шума типа $1/f$ в транзисторах могут являться некачественные, дефектные контакты, особенно в местах присоединения внутренних выводов к кристаллу. Поэтому для устранения этого источника шумов необходимо обеспечивать высокое качество термокомпрессионных соединений и контактов металл — полупроводник.

Особое значение в диапазоне низких частот имеет импульсный шум, сильно увеличивающий уровень шума транзисторов. Как следует из выражения (89), амплитуда импульсного шума растет при увеличении тока базы. На выходе транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, величину импульсного шума $\overline{i_{н.и}^2}$ можно рассчитать с помощью эквивалентной схемы, приведенной на рис. 26. Полученное в результате расчета выражение можно записать в следующем виде:

$$\overline{i_{н.и}^2} = \frac{\overline{i_n^2} (R_1 + r_{62})^2}{\left(\frac{R_r}{\beta} + \frac{kT}{qI_K} \right)^2}. \quad (112)$$

Уравнение (112) не означает, что транзистор с более высоким коэффициентом усиления должен иметь более высокий импульсный шум на выходе. Чтобы показать это, необходимо сравнить выходной шум, обусловленный источником импульсного шума, у транзисторов с большим и малым коэффициентами передачи базового тока B . Для этого предположим, что эти транзисторы имеют одинаковые источники импульсного шума, описываемые выражением (89), и характеризуются одной и той же зависимостью базового тока от напряжения на эмиттерном переходе:

$$I_6 = I_{\text{рек } 0} \exp \frac{qU_{\text{э.б}}}{m_6 kT}. \quad (113)$$

Тогда отношение уровней шума в нагрузке транзисторов при одном и том же токе коллектора равно:

$$\frac{\sqrt{\overline{i_{\text{н.и}1}^2}}}{\sqrt{\overline{i_{\text{н.и}2}^2}}} \approx \frac{\sqrt{\overline{i_{\text{и}1}^2}}}{\sqrt{\overline{i_{\text{и}2}^2}}} = \exp \left[\frac{q}{2m_6 kT} (U_{\text{э.б}1} - U_{\text{э.б}2}) \right] = \sqrt{\frac{B_2}{B_1}}. \quad (114)$$

Индексы 1 и 2 обозначают параметры транзисторов с малым и большим коэффициентом передачи B соответственно.

Из полученного соотношения следует, что мощность импульсного шума в нагрузке транзистора обратно пропорциональна статическому коэффициенту передачи тока в схеме с общим эмиттером. Следовательно, транзистор с более высоким коэффициентом передачи тока имеет меньший уровень импульсного шума. Экспериментальные исследования также показывают, что большинство мер (по обеспечению низкой плотности дефектов и предотвращению ионных загрязнений), направленных на получение высокого коэффициента передачи при малых токах, также ведет к уменьшению вероятности появления у транзисторов импульсного шума [22].

12. СРАВНЕНИЕ С ШУМОВЫМИ СВОЙСТВАМИ ДРУГИХ ТРАНЗИСТОРОВ

Определим конкретные преимущества малошумящих кремниевых планарных транзисторов по шумовым характеристикам перед малошумящими транзисторами других типов.

В области шумов белого спектра преимущество кремниевых планарных транзисторов обеспечивается более высокими коэффициентами передачи тока по сравнению с кремниевыми транзисторами других структур и значительно более низкими обратными токами коллекторного перехода по сравнению с германиевыми транзисторами. Особенно ощутимо превосходство кремниевых планарных транзисторов в случае необходимости обеспечения низкого коэффициента шума при высоких сопротивлениях источника сигнала. В этом случае, как показано в гл. 1, необходимо снижать рабочий ток транзисторов. Например, при сопротивлении R_r выше 2 кОм ток эмиттера должен быть ниже 100 мкА. Очевидно, что режимы с токами эмиттера ниже 100 мкА практически неприемлемы для германиевых транзисторов из-за относительно больших неуправляемых обратных токов коллекторного перехода, особенно при работе в диапазоне температур. Например, у германиевых транзисторов типа П28 при подъеме температуры до $+70^\circ\text{C}$ ток $I_{кб0}$ возрастает до нескольких десятков микроампер. С другой стороны, кремниевые транзисторы, например сплавные, имеют относительно малые обратные токи, однако в связи с большими токами рекомбинации на поверхности области пространственного заряда эмиттерного перехода коэффициент передачи тока в области малых токов у них, как правило, невелик. Следовательно, кремниевые планарные транзисторы имеют несомненные преимущества перед другими типами биполярных транзисторов при использовании в малошумящих усилителях сигналов от источников с большим внутренним сопротивлением. При этом важно подчеркнуть, что токи эмиттера около 100 мкА и ниже и соответствующие оптимальные сопротивления источника сигнала соответствуют условиям получения наименьшего коэффициента шума кремниевых планарных транзисторов. Следовательно, условия высоких сопротивлений источника сигнала и малых рабочих токов не только возможны для кремниевых планарных транзисторов, но и предпочтительны с точки зрения возможности достижения наименьшего коэффициента шума.

Еще более значительными преимуществами в сравнении с другими биполярными транзисторами обладают кремниевые планарные транзисторы по шумовым характеристикам в нижней части звукового диапазона, где обычно проявляется действие шумов со спектром, обрат-

но пропорциональным частоте. Обычно в транзисторах шумы типа $1/f$ связывают с двумя источниками возникновения: эмиттерный переход и коллекторный переход. Шум типа $1/f$, связанный с утечкой коллекторного перехода, сильно зависит от напряжения коллектора. Для минимизации этого вида шума рекомендуется использовать низкие коллекторные напряжения, что, естественно, не всегда удобно. В кремниевых планарных транзисторах, как правило, шума типа $1/f$, связанного с коллекторным переходом, не наблюдается, поэтому при разработке малошумящих усилителей на этих приборах фликкер-шум коллектора можно не принимать во внимание.

Основной источник шума типа $1/f$ в транзисторах связан с рекомбинационными процессами, поэтому его интенсивность уменьшается при снижении тока базы. Это приводит к тому, что на нижних звуковых частотах, где особенно велика роль этого шума, коэффициент шума обычно довольно сильно снижается при уменьшении тока эмиттера. Поэтому до самого последнего времени в литературе часто встречаются рекомендации выбирать минимально возможные токи эмиттера. Необходимо подчеркнуть, что эти рекомендации, во-первых, не учитывают влияния величины сопротивления источника сигнала и, во-вторых, относятся только к германиевым сплавным и другим, по существу устаревшим, типам транзисторов, характеристики которых не позволяют использовать эти транзисторы при рабочих токах ниже 100 мкА. Что же касается наиболее современных и совершенных кремниевых планарных транзисторов, способных работать при токах эмиттера около 10 мкА и ниже, то снижение тока эмиттера у них с целью минимизации шума даже в нижней части звукового диапазона следует производить лишь до определенной величины, зависящей от сопротивления источника сигнала. При снижении тока ниже этой величины коэффициент шума растет. Рассмотрим причины существования оптимального тока эмиттера.

На верхних частотах звукового диапазона проявляется действие только источников шумов белого спектра. Влияние рабочего тока в этом случае было рассмотрено в гл. 1. Наиболее важными механизмами, определяющими существование оптимального рабочего тока, можно считать:

1) падение коэффициента передачи базового тока при снижении тока эмиттера, что способствует росту коэффициента шума;

2) уменьшение самого тока, а значит, и связанных с ним дробовых шумов, способствующее снижению коэффициента шума.

В нижней части звукового диапазона величина коэффициента шума в значительной степени определяется уровнем шума типа $1/f$. Так как шум типа $1/f$ уменьшается при снижении тока базы, то для его минимизации необходимо снижать рабочий ток. Однако, как было доказано в гл. 1, при очень малых рабочих токах даже в нижней части звукового диапазона на шумовые параметры начинает влиять дробовой шум коллекторного тока, относящийся к шумам белого спектра. В этом случае выражения для эквивалентного шумового напряжения \bar{e}^2 и эквивалентного шумового тока \bar{i}^2 имеют следующий вид:

$$\bar{e}^2 \approx K \frac{I_{к6}^2}{B^n f} \Delta f + \frac{2k^2 T^2}{q I_{к}} \Delta f; \quad (115)$$

$$\bar{i}^2 \approx K \frac{I_{к}^2}{B^n f} \Delta f. \quad (116)$$

В выражении (115) первый член, отображающий шум типа $1/f$, падает при снижении тока коллектора, в то время как второй член, отображающий влияние дробового шума коллекторного тока, растет. Поэтому зависимость $\bar{e}^2(I_{к})$ будет иметь минимум при некотором значении тока эмиттера. В то же время величина \bar{i}^2 в соответствии с выражением (116) будет уменьшаться при снижении тока эмиттера примерно до 1 мкА — в этом диапазоне справедлива формула (116). Но параметры \bar{e}^2 и \bar{i}^2 определяют соответственно коэффициенты шума $F_{к.з}$ при коротком замыкании во входной цепи и $F_{х.х}$ при условии холостого хода во входной цепи. Действительно, используя результаты расчета, проведенного в гл. 1, можно получить выражение, связывающее коэффициент $F_{к.з}$ с параметром \bar{e}^2 и сопротивлением источника сигнала $R_{г.к.з}$, обеспечивающим условие короткого замыкания:

$$F_{к.з} = 1 + \frac{\bar{e}^2}{4kTR_{г.к.з}\Delta f}. \quad (117)$$

Формула, связывающая коэффициент $F_{x,x}$ с параметром \bar{i}^2 и сопротивлением источника сигнала $R_{г.х.х}$, удовлетворяющим условию холостого хода, имеет такой вид:

$$F_{x,x} = 1 + \frac{\bar{i}^2 R_{г.х.х}}{4kT \Delta f}. \quad (118)$$

Следовательно, при сопротивлениях источника сигнала, близких к условию холостого хода, коэффициент шума на частотах нижней части звукового диапазона определяется только шумом типа $1/f$, поэтому для его уменьшения требуется снижать рабочий ток до возможно меньших величин. В то же время при малых сопротивлениях источника сигнала рабочий ток можно снижать только до определенной, сравнительно большой величины, ниже которой начинает преобладать дробовой шум коллекторного тока, роль которого растет при уменьшении рабочего тока.

Из этих рассуждений, а также из формулы (6), связывающей коэффициент шума при произвольном сопротивлении источника сигнала с параметрами \bar{e}^2 и \bar{i}^2 , следует, что величина оптимального рабочего тока для частот нижней части звукового диапазона будет зависеть от сопротивления источника сигнала, увеличиваясь при снижении последнего.

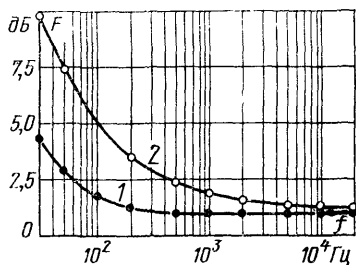
Таким образом, существование оптимального тока эмиттера для нижних частот звукового диапазона объясняется тем, что поведение коэффициента шума в этом случае определяется в основном совокупностью двух видов шума: шума типа $1/f$, уменьшающегося при снижении рабочего тока, и дробового шума коллекторного тока, влияние которого на коэффициент шума растет при снижении рабочего тока. Относительное значение этих источников шума зависит от сопротивления источника сигнала, поэтому величина оптимального рабочего тока также должна меняться с изменением сопротивления $R_{г.}$

Итак, мы определили, что для получения низкого коэффициента шума на частотах нижней части звукового диапазона при высоких сопротивлениях источника сигнала требуется устанавливать очень малые уровни рабочих токов. Реальному применению режимов с токами эмиттера вблизи 10 мкА и ниже у транзисторов других технологических типов препятствуют большие обратные

токи коллекторного перехода и низкие коэффициенты передачи тока. Кремниевые планарные транзисторы имеют величины тока $I_{к.б.0}$, как правило, ниже 10^{-9} А; коэффициент передачи тока B также может быть получен не меньше нескольких десятков при токе эмиттера 10 мкА и ниже. Поэтому очевидно их преимущество при решении проблемы усиления слабых сигналов низких и инфранизких частот от источников с высоким внутренним сопротивлением. Сравним частотную характеристику коэффициента шума малошумящего кремниевого планарного транзистора при токе эмиттера 10 мкА и сопротивлении источника сигнала 10 кОм, а также транзистора типа П28 (лучшего из малошумящих германиевых транзисторов [28]) при практически наименьшем для этого транзистора токе 100 мкА и том же сопротивлении (рис. 31). Нетрудно заметить, что в этом случае кремни-

Рис. 31. Типичные частотные характеристики коэффициента шума при $R_r = 10$ кОм для двух типов транзисторов.

1 — характеристика малошумящего кремниевого планарного транзистора при $I_э = 10$ мкА; 2 — характеристика транзистора типа П28 при $I_э = 100$ мкА.



вый планарный транзистор дает значительный выигрыш в коэффициенте шума перед транзистором П28; этот выигрыш особенно ощутим в нижней части звукового диапазона. Например, на частоте 30 Гц коэффициент шума у кремниевого планарного транзистора в 3 раза меньше, чем у транзистора П28.

Кремниевые планарные транзисторы характеризуются также более высокой стабильностью шумовых характеристик во времени, чем транзисторы типа П28.

Характер и причины температурной зависимости шумовых параметров транзисторов будут анализироваться в следующей главе. Здесь же мы отметим только основные отличия в этих зависимостях, имеющиеся у кремниевых планарных транзисторов. При изменении температуры относительно комнатной наблюдается увеличение коэффициента $F_{мин}$ (т. е. при согласовании по шумам)

у кремниевых планарных транзисторов, так же как у транзисторов других структур. Что же касается оптимального сопротивления источника сигнала, то, если у германиевых транзисторов оно уменьшается как при повышении, так и при снижении температуры относительно комнатной, у кремниевых планарных транзисторов оно увеличивается при возрастании температуры и уменьшается при снижении. Поэтому при малых сопротивлениях R_r максимальные значения коэффициента шума, наблюдающиеся в диапазоне температур от -60° до $+70^\circ$ С, у транзисторов типа П28 ниже, чем у кремниевых планарных транзисторов. Зато при средних и высоких значениях сопротивления R_r с точки зрения величины наибольшего коэффициента шума в диапазоне температур кремниевые планарные транзисторы оказываются гораздо предпочтительнее германиевых. Кроме того, у германиевых транзисторов оптимальные сопротивления источника сигнала для всего температурного диапазона и для комнатной температуры отличаются: величина $R_{r, \text{опт}}$ для диапазона температур несколько ниже, чем для комнатной температуры. В этом отношении кремниевые планарные транзисторы также имеют преимущество, так как у них эти сопротивления близки.

Полевые транзисторы с p - n переходом имеют очень небольшие шумы на низких частотах. Однако их преимущество реализуется только при достаточно высоких сопротивлениях источника сигнала; при сопротивлениях R_r меньше 100 кОм коэффициент шума становится сравнительно большим. Поэтому для сопротивлений R_r ниже примерно 30 кОм коэффициент шума у кремниевых планарных транзисторов при токе эмиттера 10 мкА меньше, чем у полевых транзисторов с p - n переходом [29]. Аналогичный вывод следует из сравнения шумовых характеристик транзистора типа КТ312 при токе $I_3 = 10$ мкА с опубликованными характеристиками одного из лучших зарубежных полевых транзисторов 2N2500. Учитывая, что при токах эмиттера выше 100 мкА шумовые характеристики мал шумящего германиевого транзистора типа П28 близки к характеристикам мал шумящих кремниевых планарных транзисторов, можно отметить, что при сопротивлениях R_r ниже 1 кОм транзисторы П28 не уступают по величине коэффициента шума кремниевым планарным транзисторам. В области сопротивлений источника сигнала от 1 до 30 кОм кремниевые планарные

транзисторы позволяют получить более низкий коэффициент шума, чем любые другие транзисторы, включая полевые.

Важнейшим преимуществом кремниевых планарных транзисторов является их относительно высокая надежность [19]. Причиной изменения параметров транзисторов является, как правило, изменение состояния поверхности переходов. Для обеспечения стабильности внешней среды, окружающей поверхность кристалла, их помещают в герметичный корпус. Чтобы устранить загрязнение поверхности переходов, все технологические операции, предшествующие герметизации, выполняются с исключительной тщательностью. Однако обеспечить абсолютную чистоту поверхности невозможно. Небольшое количество загрязнений с течением времени и под влиянием повышенной температуры способно изменить состояние поверхности. Условия на поверхности довольно сильно изменяются под воздействием воздуха и влаги, которые остаются внутри корпуса транзистора. Причиной нестабильности поверхности может быть перемещение ионов из окружающей кристалл атмосферы к поверхности прибора; газ в корпусе может ионизироваться под воздействием случайной радиации. Естественно, при несовременной герметизации состояние поверхности будет особенно сильно меняться под воздействием воздуха или влаги. В кремниевых планарных транзисторах устойчивая пленка двуокиси кремния, защищающая поверхность *p-n* переходов, значительно снижает влияние поверхностных дефектов и окружающих условий, что приводит к увеличению их срока службы. Достижимая в планарной технологии защита поверхности настолько эффективна, что становится возможной герметизация посредством заливки органическими смолами, а также и создание бескорпусных транзисторов. Заметим, что эти же преимущества приборов, изготовленных по планарной технологии, сделали возможным создание интегральных схем.

Кремниевые планарные транзисторы отличаются более высокой воспроизводимостью характеристик. Основные причины этого — возможность точного контролирования процессов диффузии и особенно отсутствие необходимости травления при сборке транзистора с целью удаления различного рода загрязнений, появляющихся в процессе изготовления транзисторов других технологических структур.

Описанные преимущества кремниевых планарных транзисторов не означают, что эти приборы являются идеальными. Определенные ухудшения характеристик кремниевых планарных транзисторов могут возникать вследствие высокой растворимости бора (примеси *p*-типа) в двуокиси кремния, поэтому при термическом окислении происходит перераспределение бора между кремнием и двуокисью кремния. Кроме того, в термически выращенной пленке SiO_2 обычно имеется положительный заряд, в результате чего на поверхности транзистора могут возникать каналы, ухудшающие параметры транзисторов и их надежность. На характеристики кремниевых планарных транзисторов могут оказывать влияние также такие факторы, как образование дефектов, обусловленных высокой концентрацией эмиттерной примеси, возникновение напряжений вследствие разности коэффициентов теплового расширения кремния и слоя двуокиси кремния, нерегулярности структуры и другие дефекты окисной пленки и т. д.

ЗАВИСИМОСТЬ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНЗИСТОРОВ ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ И РАДИАЦИИ

13. ИСТОЧНИКИ ШУМА В ОБЛАСТИ ПОВЫШЕННЫХ ТЕМПЕРАТУР

Коэффициент шума транзисторов на низких частотах обычно имеет близкую к параболической зависимость от температуры [9]. Минимум этой характеристики находится вблизи комнатной температуры. Такой характер температурной зависимости может быть объяснен действием различных механизмов, определяющих высоко- и низкотемпературный рост коэффициента шума. Анализ причин температурных изменений коэффициента шума мы будем производить путем представления шумов транзисторов через эквивалентное шумовое напряжение и эквивалентный шумовой ток с использованием основных результатов расчетов, проведенных в гл. 1. Изучение температурной зависимости шумов транзисторов с помощью эквивалентного шумового напряжения и тока имеет следующие преимущества [30]. Во-первых, эквивалентные шумовые параметры имеют более простое и наглядное, чем коэффициент шума, выражение через источники шума и параметры транзистора. Во-вторых, путем измерения эквивалентного шумового напряжения и тока при разных токах эмиттера можно выявлять роль тех или иных источников шума. В-третьих, изучение температурной зависимости эквивалентного шумового напряжения и тока позволяет определить изменение оптимального сопротивления источника сигнала с температурой, а эти данные, очевидно, весьма важны при разработке малошумящих усилителей, предназначенных для работы в диапазоне температур. Анализ будет проводиться прежде всего для кремниевых планарных транзисторов, однако будут обсуждаться и отличия характера температурных зависимостей шумовых параметров малошумящих германиевых сплавных транзисторов.

В соответствии с результатами, полученными в гл. 1, эквивалентное шумовое напряжение в области белого

спектра при комнатной температуре можно представить в следующей форме:

$$\overline{e^2} \approx \overline{e_6^2} + \overline{i_6^2} r_6^2 + \overline{i_k^2} \frac{[r_6 + r_9 (\beta + 1)]^2}{\beta^2}, \quad (119)$$

где $\overline{e_6^2}$, $\overline{i_6^2}$, $\overline{i_k^2}$ определяются соответственно формулами (11), (13), (14).

Одним из основных допущений, принятых при выводе формулы (119), было условие пренебрежимой малости обратных токов электронно-дырочных переходов транзистора. Действительно, типичные значения обратного тока коллекторного перехода малошумящих кремниевых планарных транзисторов при комнатной температуре и коллекторных напряжениях до 5 В лежат вблизи 10^{-10} А. Следовательно, при комнатной температуре и токах эмиттера не ниже 10 мкА током $I_{к.б.0}$ можно пренебречь по сравнению с наименьшим из токов в транзисторе — током базы — даже для образцов с самыми высокими коэффициентами передачи тока. Однако при повышении температуры ток $I_{к.б.0}$ быстро растет и уже при температуре $+80^\circ\text{C}$ может достигать значений, близких к 0,01 и 0,1 мкА. Следовательно, для режимов малых токов (токи эмиттера ниже 100 мкА) обратный ток коллекторного перехода становится соизмерим с током базы. Поэтому в области малых токов необходимо рассмотреть влияние дробового шума, связанного с током $I_{к.б.0}$; этот шум характеризуется выражением

$$\overline{i_{к.б.0}^2} \approx 2qI_{к.б.0}\Delta f. \quad (120)$$

Расчет воздействия шума от этого источника на эквивалентные шумовые параметры был произведен в гл. 1.

В области микротоков при температурах выше комнатной следует также учитывать, что ток прямосмещенного эмиттерного перехода при условии нормального обратного смещения коллекторного перехода физически представляет собой сумму следующих составляющих:

$I_{\text{диф}}$ — диффузионный ток, обусловленный снижением высоты потенциального барьера эмиттерного перехода;

$I_{\text{др.0}}$ — ток неосновных носителей, движущихся из базовой области в эмиттерную и из эмиттерной области в базовую; этот ток обусловлен действием электрического поля в переходе;

$I_{\text{диф.0}}$ — начальный диффузионный ток, уравновешивающий ток $I_{\text{др.0}}$;

$I_{\text{рек}}$ — ток рекомбинации в области пространственного заряда эмиттерного перехода, обусловленный внешним положительным смещением эмиттерного перехода;

$I_{\text{ген } 0}$ — ток генерации носителей заряда в области пространственного заряда эмиттерного перехода;

$I_{\text{рек } 0}$ — начальный ток рекомбинации в эмиттерном переходе, уравновешивающий ток генерации $I_{\text{ген } 0}$.

Каждому из перечисленных токов должен сопутствовать полный дробовой шум. Дробовой шум, связанный с токами $I_{\text{диф}}$ и $I_{\text{рек}}$, учитывается в выражении (119) шумовыми токами \bar{i}_{κ}^2 и $\bar{i}_{\text{б}}^2$. Поэтому необходимо учесть только шумы, связанные с компонентами тока эмиттер — база, обусловленными движением через переход неосновных носителей (главным образом из области базы) $I_{\text{др } 0}$ и генерацией носителей в области пространственного заряда эмиттерного перехода $I_{\text{ген } 0}$, и шумы встречных, компенсирующих два предыдущих, токов $I_{\text{диф } 0}$ и $I_{\text{рек } 0}$. Поскольку $I_{\text{др } 0} = I_{\text{диф } 0}$ и $I_{\text{ген } 0} = I_{\text{рек } 0}$, согласно теореме Шоттки выражение для дробового шума, обусловленного этими токами, можно записать в следующей форме:

$$\bar{i}_{\text{э}0}^2 \approx 4q(I_{\text{др } 0} + I_{\text{ген } 0})\Delta f. \quad (121)$$

Приближенную оценку токов $I_{\text{др } 0}$ и $I_{\text{ген } 0}$ для n - p - n транзистора можно произвести с помощью формул [16]

$$I_{\text{др } 0} \approx \frac{qn_p D_n w S_{\text{э}}}{L_n^2}; \quad (122)$$

$$I_{\text{ген } 0} \approx \frac{qn_i d_{\text{э}} S_{\text{э}}}{2\sqrt{\tau_{n0}\tau_{p0}}}. \quad (123)$$

Температурная зависимость токов $I_{\text{др } 0}$ и $I_{\text{ген } 0}$ определяется практически величинами n_p и n_i , которые связаны с температурой T хорошо известными соотношениями:

$$n_p = \frac{n_i^2}{p_p}; \quad (124)$$

$$n_i^2 = A \exp\left(-\frac{\Delta E}{kT}\right), \quad (125)$$

где A — коэффициент, слабо зависящий от температуры по сравнению с экспоненциальным членом; ΔE — ширина запрещенной зоны.

Концентрации носителей n_p и n_i очень сильно зависят от температуры, например, при изменении температуры от 275 до 375 К величина n_i увеличивается примерно в

1000 раз. Следовательно, токи $I_{др0}$ и $I_{ген0}$ интенсивно растут при повышении температуры, а значит, растет и мощность шумов, связанных с этими токами.

Для расчета влияния источника шума $\bar{i}_{э0}^2$ на эквивалентное шумовое напряжение необходимо определить место его включения в эквивалентную шумовую схему. Перемещение носителей заряда, образующее токи $I_{др0}$, $I_{ген0}$, $I_{диф0}$ и $I_{рек0}$, не влияет непосредственно на ток коллекторного перехода, так как эти токи вызваны встречными потоками носителей заряда в эмиттерном переходе, уравнивающими друг друга и не создающими градиента концентрации носителей в области базы. Эти потоки носителей с точки зрения вызываемых ими шумов неотличимы от потоков, создающих ток базы, их отличие только в том, что они не влияют на постоянный ток базы. Поэтому генератор шума $\bar{i}_{э0}^2$ включается параллельно сопротивлению эмиттерного перехода $r_э$ (рис. 8), и его влияние рассчитывается аналогично случаю генераторов \bar{i}_6^2 и $\bar{i}_{ф.э}^2$ (см. гл. 1).

Результирующее выражение для параметра \bar{e}^2 в области белого шума будет иметь такой вид:

$$\begin{aligned} \bar{e}^2 = & \bar{e}_6^2 + \bar{i}_6^2 r_6^2 + \bar{i}_к^2 \frac{[r_6 + r_э(\beta + 1)]^2}{\beta^2} + \\ & + \bar{i}_{к0}^2 \frac{(r_6 + r_э)^2 (\beta + 1)^2}{\beta^2} + \bar{i}_{э0}^2 r_6^2. \end{aligned} \quad (126)$$

С учетом воздействия источников шума типа $1/f$ эквивалентное шумовое напряжение будет равно:

$$\begin{aligned} \bar{e}^2 = & \bar{e}_6^2 + \bar{i}_6^2 r_6^2 + \bar{i}_к^2 \frac{[r_6 + r_э(\beta + 1)]^2}{\beta^2} + \\ & + \bar{i}_{к0}^2 \frac{(r_6 + r_э)^2 (\beta + 1)^2}{\beta^2} + \bar{i}_{э0}^2 r_6^2 + \\ & + \bar{i}_{ф.э}^2 r_6^2 + \bar{i}_{ф.к}^2 \frac{(r_6 + r_э)^2 (\beta + 1)^2}{\beta^2}. \end{aligned} \quad (127)$$

Эквивалентный шумовой ток \bar{i}^2 в области белого шума при комнатной температуре представляет дробовой шум тока базы (см. § 5), т. е. $\bar{i}^2 = \bar{i}_6^2$.

При повышенной температуре, особенно в режиме малых токов, необходимо учитывать описанные выше источники шума $\bar{i}_{к0}^2$ и $\bar{i}_{э0}^2$. Тогда величина \bar{i}^2 в области белого

шума при повышенной температуре может быть представлена в следующем виде:

$$\overline{i^2} = \overline{i_6^2} + \overline{i_{к0}^2} \frac{(\beta + 1)^2}{\beta^2} + i_{\vartheta 0}^2. \quad (128)$$

При учете шумов типа $1/f$ эквивалентный шумовой ток будет равен:

$$\overline{i^2} = \overline{i_6^2} + \overline{i_{к0}^2} \frac{(\beta + 1)^2}{\beta^2} + \overline{i_{\vartheta 0}^2} + \overline{i_{\Phi. \vartheta}^2} + \overline{i_{\Phi. к}^2} \frac{(\beta + 1)^2}{\beta^2}. \quad (129)$$

Рассмотрим поочередно характер температурного изменения интенсивности шума различных источников, учтенных выражениями (127) и (129).

Температурная зависимость теплового шума $\overline{e_6^2}$ определяется величиной T и сопротивлением r_6 [см. формулу (11)]. Объемное сопротивление базы r_6 меняется с температурой в основном из-за изменения удельного сопротивления материала базы, а последнее в рабочем диапазоне температур обычно растет вследствие уменьшения подвижности носителей. Учитывая температурную зависимость подвижности, можно записать выражение, связывающее величину r_6 с температурой, в таком виде:

$$r_6 = r_{60} \left(\frac{T}{T_0} \right)^x, \quad (130)$$

где r_{60} — сопротивление базы при температуре T_0 ; x — коэффициент, имеющий величину 2,5 для кремния n -типа и 2,7 для кремния p -типа.

Следовательно, шум $\overline{e_6^2}$ увеличивается при повышении температуры.

Дробовой шум тока базы $\overline{i_6^2}$ в соответствии с выражением (13) зависит от температуры через коэффициент передачи тока базы α . С ростом температуры коэффициент α у кремниевых планарных транзисторов увеличивается таким образом, что можно считать величину $(1 - \alpha)$ пропорциональной T^{-m} , где $m = 2-3$. Значит, шум $\overline{i_6^2}$ уменьшается при увеличении температуры. Дробовой шум тока коллектора, как легко заметить из выражения (14), имеет очень слабую зависимость от температуры.

При повышении температуры очень быстро растет дробовой шум $\overline{i_{к0}^2}$ обратного тока коллекторного перехода вследствие сильной температурной зависимости тока

$I_{к.б0}$, которая для планарных $n-p-n$ транзисторов может характеризоваться выражением [17, 18]

$$I_{к.б0} \approx \frac{qp_n D_p S_k}{L_p} + \frac{qn_i d_k S_k}{2\sqrt{\tau_{n0}\tau_{p0}}}, \quad (131)$$

где p_n — концентрация дырок проводимости в области коллектора; D_p — коэффициент диффузии дырок; L_p — средняя длина диффузии дырок в n -области.

Анализ выражения (131) показывает, что температурная зависимость тока $I_{к.б0}$ определяется величинами p_n и n_i , которые, как было показано выше, очень быстро растут с температурой. Учитывая температурный рост концентраций p_n и n_i , нетрудно заметить, что величина тока $I_{к.б0}$ в рабочем диапазоне температур может меняться на несколько порядков.

Как следует из выражений (122) и (123), токи $I_{др0}$ и $I_{ген0}$ также характеризуются очень сильной температурной зависимостью. Следовательно, шум $\bar{i}_{г0}^2$ при повышении температуры будет значительно увеличиваться.

Шум типа $1/f$, связанный с рекомбинационными процессами в полупроводниках, характеризуется слабой зависимостью от температуры [2]. Поэтому можно считать, что шумовой ток $\bar{i}_{ф.з}^2$ при повышении температуры выше комнатной меняется несущественно по сравнению с другими шумами.

Шум типа $1/f$, связанный с поверхностной утечкой коллекторного перехода, у кремниевых планарных транзисторов пренебрежимо мал. Измерения в области шума со спектром типа $1/f$ показали, что уровень шума при повышенных температурах не зависит от напряжения на коллекторном переходе. Этот экспериментальный результат позволяет сделать вывод, что фликкер-шум коллекторного перехода можно не принимать в расчет и при повышенных температурах.

Для оценки влияния различных источников шума на величины e^2 и i^2 при изменении температуры надо учесть также температурную зависимость параметров r_a и r_b .

Сопротивление эмиттерного перехода r_a можно считать приблизительно пропорциональным температуре

$$r_a = \frac{m_a k T}{q I_a},$$

где m_a — коэффициент, который изменяется с температурой значительно медленнее, чем T^1 .

Температурная зависимость коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером будет подробно рассматриваться в § 15. Здесь мы отметим только, что коэффициент β обычно растет при повышении температуры и можно записать:

$$\beta = \beta_0 \left(\frac{T}{T_0} \right)^x, \quad (132)$$

где β_0 — коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером при температуре T_0 ; x — коэффициент, величина которого для кремниевых планарных транзисторов в области малых токов может достигать 2—3.

14. ПРИЧИНЫ ВОЗРАСТАНИЯ ШУМА ПРИ ОТРИЦАТЕЛЬНЫХ ТЕМПЕРАТУРАХ

В области отрицательных температур можно пренебречь шумами, связанными с током неосновных носителей через эмиттерный переход и с обратным током коллекторного перехода, у кремниевых планарных транзисторов, а вблизи крайних нижних температур (-60°C) и у германиевых транзисторов. Тогда в соответствии с результатами расчета, проведенного в гл. 1, выражения для эквивалентных шумовых параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2 с учетом действия источника шума типа $1/f$ будут иметь вид:

$$\bar{e}^2 \approx \bar{e}_0^2 + \bar{i}_0^2 r_0^2 + \bar{i}_k^2 \frac{[r_0 + r_{\text{э}}(\beta + 1)]^2}{\beta^2} + \bar{i}_{\text{ф.э}}^2 r_0^2; \quad (133)$$

$$\bar{i}^2 \approx \bar{i}_0^2 + \bar{i}_{\text{ф.э}}^2. \quad (134)$$

При снижении температуры уменьшаются величины r_0 , $r_{\text{э}}$, β .

Если считать, что шум $\bar{i}_{\text{ф.э}}$ не зависит от температуры, то при снижении температуры параметр \bar{e}^2 должен уменьшаться как в области белого шума, так и в области шума типа $1/f$. Параметр \bar{i}^2 в этом случае должен возрастать или, если преобладает шум типа $1/f$, оставаться примерно постоянным.

Однако результаты измерений показывают, что эквивалентное шумовое напряжение \bar{e}^2 не всегда уменьшается при отрицательных температурах, а нередко меняется довольно незначительно или даже растет [23]. В то же время эквивалентный шумовой ток \bar{i}^2 возрастает не только в области белого шума, но и в области шума типа $1/f$, о чем можно судить по зависимости этого параметра от

тока эмиттера на частоте 1000 Гц при температуре $+20$ и -60°C , пример которой приведен на рис. 32. Если учитывать, что параметр \bar{i}^2 в диапазоне токов коллектора около 500 мкА и выше определяется в основном фликкер-шумом, из графика следует, что при отрицательных температурах действительно возрастает шум типа $1/f$.

Результаты непосредственных измерений температурной зависимости коэффициента шума малошумящих кремниевых планарных транзисторов также показывают, что при снижении температуры ниже комнатной происходит рост коэффициента шума в области действия шума типа $1/f$ (на частоте 30 Гц), а коэффициент шума в области белого шума ($f=10$ кГц, $I_a=100$ мкА) почти не меняется. Следовательно, рост шума при отрицательных температурах действительно связан с увеличением фликкер-шума.

Причиной роста шума германиевых транзисторов в области отрицательных температур известный советский исследователь Ю. С. Карпов считает явления, происходящие в коллекторном переходе [9, 11]. Основным признаком того, что шум связан с коллекторным переходом, является наличие зависимости шума от напряжения на коллекторе. Эксперименты показывают, что коэффициент шума кремниевых планарных транзисторов в области шума со спектром вида $1/f$ не зависит от коллекторного напряжения как при комнатной, так и при минусовых температурах. Это можно считать подтверждением того, что растущий при снижении температуры шум типа $1/f$ кремниевых планарных транзисторов связан с определенными процессами в области эмиттерного перехода и прилегающей к нему области базы.

Известно, что шум типа $1/f$ в полупроводниковых материалах характеризуется очень незначительной чувствительностью к температуре; это объясняется тем, что туннельный эффект, определяющий механизм этого вида

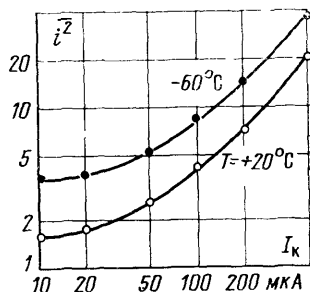


Рис. 32. Зависимость эквивалентного шумового тока (в относительных единицах) кремниевого планарного транзистора от рабочего тока на частоте 1 кГц при комнатной и отрицательной температуре.

шума, почти не зависит от температуры [2]. С учетом этого обстоятельства увеличение шума типа $1/f$ в приборах с прямосмещенным p - n переходом, к которым относятся и транзистор, можно объяснить перераспределением относительной роли различных областей структуры прибора в процессах рекомбинации [23]. Поясним это подробнее.

Рассмотрим полученное выше выражение (86), связывающее интенсивность фликкер-шума со скоростью поверхностной рекомбинации и плотностью поверхностных состояний в области базы и эмиттерного перехода. Можно заметить, что если считать близкими температурные изменения коэффициентов b'_1 и b'_2 , а также величин S_6 и S_9 , то при снижении температуры возрастает относительная роль второго слагаемого по сравнению с первым. Значит, при снижении температуры возрастает относительное значение фликкер-шума, возникающего в периферийной части эмиттерного перехода (область 4 на рис. 24). Но в этой области следует ожидать более высокой, чем на поверхности базы, концентрации центров рекомбинации — генерации и центров захвата, которыми являются различного рода примеси и дефекты кристаллической решетки. Действительно, планарным транзисторам присуща очень высокая концентрация примесей (до 10^{21} см $^{-3}$) в эмиттерной области. При такой концентрации примесей возможны изменение среднего расстояния между узлами кристаллической решетки и возникновение дислокационных сдвигов и деформаций. Поэтому плотность поверхностных состояний и скорость поверхностной рекомбинации в эмиттерном переходе будут больше, чем в области базы. В этом случае возрастание роли рекомбинации на поверхности эмиттерного перехода по сравнению с поверхностью базы в области отрицательных температур с учетом того, что общий уровень рекомбинации при этом увеличивается, должно приводить к росту интенсивности шума типа $1/f$.

Теоретически возможно увеличение шума типа $1/f$ и из-за перераспределения роли рекомбинации в самой базе. Скорость рекомбинации в объеме базовой области (область 1 на рис. 24) при прямом смещении $U_{6,э}$, превышающем $3kT/q$, оценивается выражением [18]

$$R_{61} = \frac{D_n n_i^2}{w p_p} \exp \frac{qU_{6,э}}{kT}. \quad (135)$$

Скорость рекомбинации на поверхности базы вблизи эмиттерного перехода (область 2) при некоторой комбинации величин поверхностного потенциала и напряжения смещения может определяться такой формулой [20]:

$$R_{\delta 2} = 0,5q n_i N_t (C_n C_p)^{\frac{1}{2}} \exp \frac{qU_{\delta, \partial}}{2kT}, \quad (136)$$

где C_n, C_p — сечения захвата поверхностными центрами рекомбинации для электронов и дырок соответственно; N_t — плотность центров рекомбинации на поверхности базовой области.

Сравнение выражений (135) и (136) с учетом температурной зависимости концентрации n_i позволяет сделать вывод, что при снижении температуры может возрасти относительная роль рекомбинации на поверхности базы по сравнению с объемом. Принимая во внимание рост общей скорости рекомбинации при снижении температуры и считая, что поверхностной рекомбинации сопутствует шум типа $1/f$, в этом случае следует ожидать возрастания шума типа $1/f$.

Еще одной из причин низкотемпературного роста шума в транзисторах может быть сопутствующее снижению температуры увеличение механических напряжений в различных областях структуры транзистора, возникающих из-за разности коэффициентов термического расширения контактирующих элементов конструкции транзистора при охлаждении после проведения высокотемпературных процессов окисления, напыления алюминиевых контактов и присоединения внутренних выводов. Такие эффекты могут способствовать увеличению как поверхностного шума типа $1/f$, так и контактного шума, спектр которого также обратно пропорционален частоте.

При анализе поведения шумовых параметров кремниевых планарных транзисторов в диапазоне минусовых температур необходимо учитывать также импульсный шум, обычно экспоненциально растущий при снижении температуры; функционально эту зависимость можно представить в следующем виде [24]:

$$\bar{i}_n^2 = A_n \exp \left(- \frac{T}{T_0} \right)^2, \quad (137)$$

где A_n — некоторая постоянная; T_0 — комнатная температура.

Принято считать, что наличие импульсного шума в транзисторе обуславливает очень высокий уровень собст-

венных шумов транзистора, поэтому транзисторы с этим видом шума являются с точки зрения шумов заведомо дефектными. В этом случае изучение импульсных шумов представляет интерес только с позиций выявления их природы и разработки технологических мер устранения источников импульсных шумов. Однако нет никаких оснований утверждать, что импульсные шумы малой величины не могут присутствовать и в «нормальных» малошумящих образцах, будучи замаскированными шумами других типов. В этом случае определенные внешние воздействия, сильно влияющие на увеличение импульсного шума, в частности снижение температуры, могут приводить к проявлению явного влияния этого вида шума на шумовые характеристики транзистора. Например, уже снижение температуры на 50°C от комнатной согласно формуле (137) приводит к увеличению амплитуды импульсного шума более чем в 3 раза. Следовательно, импульсные шумы, незаметные при комнатной температуре, могут быть обнаружены при минусовых температурах. Имеются экспериментальные данные [31], показывающие, что при температурах ниже 243 K действительно может наблюдаться импульсный шум на транзисторах, у которых при комнатной температуре он не обнаруживался. Таким образом, в нижней части температурного диапазона может иметь место аномально высокое возрастание уровня шума, обусловленное импульсным шумом.

15. ПОВЕДЕНИЕ ШУМОВЫХ И УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ТЕМПЕРАТУРЫ

Учтем влияние рассмотренных температурных зависимостей различных видов шума и параметров транзисторов на эквивалентное шумовое напряжение и эквивалентный шумовой ток.

В области белого шума все составляющие эквивалентного шумового напряжения [см. выражение (126)] или возрастают, или почти не меняются при повышении температуры. Следовательно, величина $\overline{e^2}$ в области белого шума будет расти с температурой, причем, как показывает приближенная оценка, особенно сильным будет этот рост в диапазоне малых токов, т. е. при смещениях наиболее интересных с точки зрения шумов. В области, в которой проявляется влияние шума типа $1/f$, величина

$\overline{e^2}$, как это следует из выражения (127), будет также возрастать с ростом температуры из-за увеличения сопротивления r_6 .

В формуле (128) для эквивалентного шумового тока в области белого шума при повышении температуры уменьшается член $\overline{i^2_6}$, в то время как $\overline{i^2_{к0}}$ и $\overline{i^2_{а0}}$ растут. Следовательно, характер изменения величины $\overline{i^2}$ с температурой будет определяться тем, какой из источников шума является доминирующим при данных условиях. В области достаточно больших токов эмиттера будет преобладать шум $\overline{i^2_6}$, поэтому при возрастании температуры величина $\overline{i^2}$ должна уменьшаться. В области очень низких рабочих токов (несколько десятков микроампер и ниже) следует ожидать роста параметра $\overline{i^2}$ при повышении температуры из-за влияния шумов $\overline{i^2_{к0}}$ и $\overline{i^2_{а0}}$.

Если величина $\overline{i^2}$ определяется шумом типа $1/f$, то она будет характеризоваться слабой чувствительностью к росту температуры.

Для оценки влияния источников шума $\overline{i^2_{к0}}$ и $\overline{i^2_{а0}}$ рассмотрим диапазон малых токов эмиттера. Полагая, что $r_э \gg r_6$, а токи $I_{к.б0}$ и $2(I_{др0} + I_{ген0})$ имеют один порядок величины, выражения для параметров $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ в области белого шума можно записать в упрощенном виде:

$$\overline{e^2} \approx 2qI_э ar_э^2 \Delta f + 2qI_{к.б0} r_э^2 \Delta f; \quad (138)$$

$$\overline{i^2} \approx 2qI_э (1 - \alpha) \Delta f + 4q(I_{др0} + I_{ген0}) \Delta f + 2qI_{к.б0} \Delta f. \quad (139)$$

Отсюда видно, что в выражении для параметра $\overline{e^2}$, т. е. при условии короткого замыкания входной цепи, можно пренебречь шумами, связанными с начальными токами эмиттерного перехода $2(I_{др0} + I_{ген0})$, но в случае параметра $\overline{i^2}$, т. е. при разомкнутой входной цепи, эти шумы следует учитывать наряду с шумом обратного тока коллекторного перехода. Для оценки относительного влияния шумов, обусловленных током $I_{к.б0}$, на параметры $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ надо сравнить этот ток с токами $I_э \alpha$ и $I_э (1 - \alpha)$ соответственно. Нетрудно заметить, что ток $I_{к.б0}$ оказывает значительно меньшее влияние на параметр $\overline{e^2}$, чем на параметр $\overline{i^2}$. В случае кремниевых планарных транзисторов, как правило, соблюдается соотношение $I_{к.б0} \ll I_э$.

поэтому влиянием тока $I_{кб0}$ на параметр $\overline{e^2}$ можно пренебречь.

Таким образом, общие выражения для эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока кремниевых планарных транзисторов на низких частотах при повышенных температурах могут быть записаны в следующей форме:

$$\overline{e^2} \approx \overline{e_0^2} + \overline{i_0^2} r_0^2 + \overline{i_k^2} \frac{[r_0 + r_0(\beta + 1)]^2}{\beta^2} + \overline{i_{\phi,9}^2} r_0^2; \quad (140)$$

$$\overline{i^2} \approx \overline{i_0^2} + \overline{i_{к0}^2} + \overline{i_{90}^2} + \overline{i_{\phi,9}^2}. \quad (141)$$

В случае германиевых транзисторов при токах эмиттера ниже 1 мА вследствие сравнительно высоких величин токов $I_{кб0}$, а также $I_{др0}$ при повышении температуры будут увеличиваться как параметр $\overline{i^2}$, так и $\overline{e^2}$. Однако, учитывая значительно большее относительное влияние шумов токов $I_{кб0}$ и $I_{др0}$ на величину $\overline{i^2}$ по сравнению с влиянием на $\overline{e^2}$, можно сделать вывод, что параметр $\overline{i^2}$ у германиевых транзисторов будет расти при повышении температуры быстрее, чем параметр $\overline{e^2}$.

На частотах верхней части звукового диапазона и особенно на ультразвуковых частотах еще одной из причин высокотемпературного роста шумовых параметров транзисторов в области малых рабочих токов может оказаться частотный спад коэффициента передачи тока. Действительно, в случае планарных транзисторов при токах эмиттера ниже 100 мкА уменьшение коэффициента передачи тока с ростом частоты определяется снижением эффективности эмиттера, обусловленным шунтированием перехода эмиттер—база зарядной емкостью эмиттерного перехода [19, 32]. Граничная частота коэффициента передачи тока, определяемая указанным фактором, равна:

$$f_T' \approx \frac{1}{2\pi} \frac{1}{r_0 C_9} = \frac{1}{2\pi} \frac{qI_9}{m_0 k T C_9}, \quad (142)$$

где C_9 — емкость эмиттерного перехода, определяемая выражением $C_9 = K_c \epsilon (\varphi_9 - U_{9,0})^{1/2}$; K_c — коэффициент, зависящий от концентрации и распределения примесей; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость; φ_9 — контактная разность потенциалов эмиттерного перехода; x имеет величину между 2 и 3.

Рассмотрим температурную зависимость контактной разности потенциалов φ_3 . Напомним, что

$$\varphi_3 = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right), \quad (143)$$

или

$$\varphi_3 = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{N_d}{A_2 T^3 \exp \left(-\frac{\Delta E}{kT} \right)} \right], \quad (143a)$$

тогда

$$\frac{d\varphi_3}{dT} = -\frac{k}{q} \left[3 + 3 \ln T - \ln \frac{N}{A_i} - \frac{1}{k} \frac{d(\Delta E)}{dT} \right]. \quad (144)$$

Приближенная оценка показывает, что для обычно используемых концентраций примесей в диапазоне температур от 200 до 400 К можно считать $d\varphi_3/dT = -1,5$ мВ/град. Если учесть, что температурный коэффициент $dU_{3,6}/dT$ также близок к этой величине [5], то можно полагать, что $(\varphi_3 - U_{3,6})$ имеет слабую температурную зависимость. Поэтому, если пренебречь температурной зависимостью коэффициента ϵ , можно считать, что емкость C_3 с изменением температуры меняется незначительно. Тогда нетрудно заметить, что с ростом температуры граничная частота коэффициента передачи тока будет уменьшаться. Следовательно, область частот, в которой начинает проявляться влияние снижения коэффициента передачи на шумовые параметры, при повышении температуры смещается в сторону более низких частот. Уменьшение величины коэффициента передачи базового тока в области высоких частот в соответствии с выражениями (140) и (141) приведет к дополнительному росту параметров e^2 и i^2 . Анализ выражений для эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока показывает, что уменьшение коэффициента передачи тока с ростом частоты должно вызывать увеличение как параметра i^2 так и параметра e^2 , однако относительное возрастание величины i^2 в этом случае будет значительно более сильным.

При снижении температуры параметр e^2 в области белого шума уменьшается, а параметр i^2 — растет. В области шума типа $1/f$ в связи с возрастанием интенсивности этого шума в транзисторах при минусовых температу-

рах эквивалентные шумовые параметры $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ будут увеличиваться при снижении температуры.

Рассмотрим теперь наиболее сложный случай одновременного проявления действия источников как белого шума, так и шума типа $1/f$, т. е. область частот, в которой нельзя пренебречь ни теми, ни другими из указанных видов шума. Именно в этой области обычно находится частота 1000 Гц, на которой принято измерять коэффициент шума. Как было показано в гл. 1, на этих частотах может наблюдаться случай, когда эквивалентное шумовое напряжение определяется только источниками белого шума, а эквивалентный шумовой ток — источником шума типа $1/f$. Как показывают эксперименты, на частоте 1000 Гц величина $\overline{e^2}$ у кремниевых планарных транзисторов определяется источниками белого шума во всем, представляющем практический интерес диапазоне токов эмиттера от 10 мкА до 1 мА. Величина $\overline{i^2}$ в области достаточно больших токов (обычно выше 100 мкА) определяется в основном шумом типа $1/f$; при очень малых токах эмиттера (несколько десятков микроампер и ниже) влиянием шума типа $1/f$ на величину $\overline{i^2}$ можно пренебречь.

Таким образом, на частоте 1000 Гц величина $\overline{i^2}$ при повышенных температурах определяется выражением (141), а величина $\overline{e^2}$ — следующей формулой:

$$\overline{e^2} \approx \overline{e_6^2} + \overline{i_6^2} r_6^2 + \overline{i_k^2} \frac{[r_6 + r_e(\beta + 1)]^2}{\beta^2}. \quad (145)$$

Следовательно, параметр $\overline{e^2}$ на частоте 1000 Гц будет расти при увеличении температуры. Характер изменения параметра $\overline{i^2}$ будет определяться тем, шум какого источника преобладает при данных условиях. В диапазоне средних токов эмиттера величина $\overline{i^2}$ должна иметь слабую зависимость от температуры, а в области очень малых токов эмиттера ток $\overline{i^2}$ будет возрастать при повышении температуры. Полученные выводы подтверждаются результатами экспериментальных исследований, иллюстрируемых приведенными на рис. 33 типичными зависимостями параметров $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ кремниевых планарных транзисторов от тока коллектора на частоте 1000 Гц при температурах $+20$ и $+80^\circ\text{C}$.

Возрастание шума типа $1/f$ в области минусовых температур может приводить к тому, что он будет влиять

и на величину \bar{e}^2 на частоте 1000 Гц, чему способствует также то, что при снижении температуры уменьшаются шумы от источников белого шума. Это значит, что при минусовых температурах может не выполняться условие независимости параметра \bar{e}^2 на частоте 1000 Гц от действия источника шума типа $1/f$. Поэтому эквивалентное шумовое напряжение на частоте 1000 Гц при снижении температуры ниже комнатной может уменьшаться (при очень малом уровне шума типа $1/f$) или меняться довольно незначительно. При особенно сильном росте низкочастотных шумов, особенно импульсных, параметр \bar{e}^2 может увеличиваться при минусовых температурах. Эквивалентный шумовой ток \bar{i}^2 на частоте 1000 Гц растет как при средних уровнях рабочего тока — главным образом за счет роста шума типа $1/f$, так и в области малых токов — из-за увеличения тока базы и шума типа $1/f$.

Перейдем к рассмотрению причин и характера температурного изменения коэффициента шума. Рассмотрим прежде всего, как будет изменяться в зависимости от температуры коэффициент шума при согласовании по шумам, т. е. при $R_g = R_{г\text{ опт}}$. Выражение (10), связывающее коэффициент $F_{\text{мин}}$ с параметрами \bar{e}^2 и \bar{i}^2 , можно записать в таком виде:

$$F_{\text{мин}} = 1 + (1 + c) \frac{\sqrt{\bar{e}^2} \bar{i}^2}{2kT_{Rг} \Delta f}, \quad (146)$$

где $T_{Rг}$ — температура сопротивления источника сигнала $R_{г}$.

Как следует из выражения (146), характер зависимости коэффициента шума от температуры будет зависеть, помимо собственных шумовых характеристик транзистора, от того, остается ли температура источника сигнала постоянной или меняется вместе с температурой транзи-

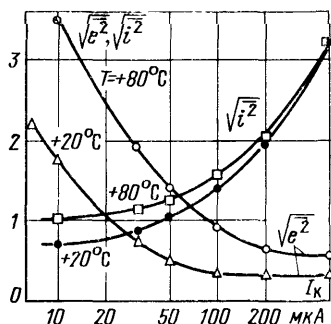


Рис. 33. Зависимости параметров $\sqrt{\bar{e}^2}$ и $\sqrt{\bar{i}^2}$ (в относительных единицах) кремниевого планарного транзистора от тока коллектора при комнатной и повышенной температуре

стора. Здесь будет рассмотрен случай, когда температурное изменение коэффициента шума определяется самим транзистором, т. е. при условии поддержания температуры $T_{\text{рт}}$ постоянной.

Численная оценка показывает, что при средних значениях тока эмиттера (100 мкА и выше) можно полагать, что величина $V\sqrt{e^2}$ в области белого шума приблизительно пропорциональна T^x , где $x \geq 1$. Величина $V\sqrt{i^2}$ в этом случае примерно пропорциональна T^{-1} . Следовательно, в области белого шума при средних значениях рабочего тока коэффициент шума $F_{\text{мин}}$ слабо зависит от температуры.

При очень малых токах эмиттера величина $V\sqrt{e^2}$ в области белого шума пропорциональна примерно T^1 ; величина $V\sqrt{i^2}$ в этом случае также растет при повышении температуры из-за увеличения шумов $\overline{i_{\text{к0}}^2}$ и $\overline{i_{\text{г0}}^2}$. Поэтому в области белого шума при малых токах эмиттера коэффициент $F_{\text{мин}}$ с ростом температуры будет увеличиваться.

Если величины $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ определяются шумом типа $1/f$, то коэффициент $F_{\text{мин}}$ увеличивается при повышении температуры в связи с возрастанием сопротивления $r_{\text{б}}$.

На частоте 1000 Гц, где параметр $\overline{e^2}$ увеличивается с ростом температуры, а параметр $\overline{i^2}$ либо возрастает, либо меняется незначительно, коэффициент шума $F_{\text{мин}}$ будет увеличиваться при повышении температуры в диапазоне как малых, так и средних величин тока эмиттера.

При снижении температуры относительно комнатной, если учитывать только источники белого шума, коэффициент $F_{\text{мин}}$ в зависимости от рабочего тока будет или почти не меняться, или возрастать, но очень незначительно. Если же проявляется действие шума типа $1/f$, величина которого $\overline{i_{\text{ф.з.}}^2}$, как показали результаты экспериментов, меняется в диапазоне минусовых температур пропорционально T^{-2} , то коэффициент $F_{\text{мин}}$ растет из-за роста этого шума.

Коэффициент $F_{\text{мин}}$ у германиевых транзисторов растет с температурой прежде всего из-за роста токов $I_{\text{к.б0}}$ и $I_{\text{др0}}$.

Температурное изменение коэффициента шума при заданном сопротивлении источника сигнала, как сле-

дует из выражения (9), определяется не только увеличением коэффициента F_{\min} , но и изменением отношения $R_{\Gamma}/R_{\Gamma, \text{опт}}$ (или $R_{\Gamma, \text{опт}}/R_{\Gamma}$ при $R_{\Gamma, \text{опт}} > R_{\Gamma}$), которое можно назвать степенью рассогласования по шумам. Рассмотрим характер температурной зависимости сопротивления $R_{\Gamma, \text{опт}}$.

Оптимальное сопротивление источника сигнала равно отношению среднеквадратичных значений эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока [формула (7)]. Учитывая результаты проведенного выше анализа зависимостей параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2 от температуры, можно определить, что в области белого шума и на частоте 1000 Гц при не очень малых токах эмиттера (обычно не ниже 100 мкА) сопротивление $R_{\Gamma, \text{опт}}$ будет увеличиваться при повышении температуры. При очень малых токах в зависимости от роли различных источников шума величина $R_{\Gamma, \text{опт}}$ может иметь слабую зависимость от температуры или даже уменьшаться.

В области шума типа $1/f$ сопротивление $R_{\Gamma, \text{опт}}$ должно расти с увеличением температуры.

В случае германиевых транзисторов при повышении температуры параметр \bar{i}^2 растет быстрее, чем \bar{e}^2 , поэтому сопротивление $R_{\Gamma, \text{опт}}$ уменьшается.

При снижении температуры ниже комнатной оптимальное сопротивление уменьшается и у кремниевых, и у германиевых транзисторов, так как величина \bar{i}^2 растет, а \bar{e}^2 падает или, если растет из-за роста шума типа $1/f$, то медленнее, чем \bar{i}^2 (из-за уменьшения сопротивления r_b , а также в связи с тем, что шум типа $1/f$ обычно относительно сильнее влияет на величину \bar{i}^2 , чем \bar{e}^2).

Теперь, зная характер температурной зависимости и коэффициента F_{\min} , и оптимального сопротивления $R_{\Gamma, \text{опт}}$, можно сделать выводы о поведении коэффициента шума при различных сопротивлениях источника сигнала [формула (9)]. В случае небольших сопротивлений R_{Γ} ($R_{\Gamma} < R_{\Gamma, \text{опт}}$) у кремниевых планарных транзисторов с ростом температуры увеличивается не только коэффициент F_{\min} , но и степень рассогласования по шумам. При высокоомных сопротивлениях R_{Γ} ($R_{\Gamma} > R_{\Gamma, \text{опт}}$), наоборот, степень рассогласования по шумам будет уменьшаться. Значит, коэффициент шума при повышении температуры будет расти сильнее для малых сопротивлений R_{Γ} по сравнению с высокими. При темпе-

ратурах ниже комнатной, наоборот, более стабильным окажется коэффициент шума при малых сопротивлениях источника сигнала, чем при высоких. Крутизна зависимости коэффициента шума от сопротивления генератора определяется следующим выражением:

$$\frac{dF}{dR_{\Gamma}} = \frac{F_{\min} - 1}{2(c + 1)} \left(\frac{R_{\Gamma}^2 - R_{\Gamma, \text{опт}}^2}{R_{\Gamma}^2 R_{\Gamma, \text{опт}}} \right),$$

откуда следует, что если относительный рост коэффициента F_{\min} с температурой не больше, чем относительный рост сопротивления $R_{\Gamma, \text{опт}}$, то повышение температуры будет вызывать уменьшение величины dF/dR_{Γ} для

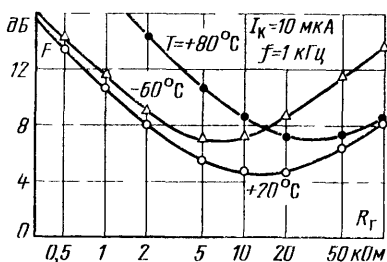


Рис. 34 Зависимости коэффициента шума малошумящего кремниевого планарного транзистора от сопротивления источника сигнала при разных температурах.

фиксированных значений R_{Γ} , превышающих оптимальное сопротивление для повышенной температуры. Это может приводить к тому, что в случае относительно слабого возрастания коэффициента F_{\min} с ростом температуры, но значительного увеличения сопротивления $R_{\Gamma, \text{опт}}$ (что встречается на практике) величина коэффициента шума при высоких величинах R_{Γ} для повышенных

температур будет ниже, чем для комнатной. Нетрудно заметить, что аналогичный случай может иметь место и в области минусовых температур, но уже при малых величинах сопротивления источника сигнала ($R_{\Gamma} \ll R_{\Gamma, \text{опт}}$).

Для иллюстрации температурного изменения коэффициента шума на рис. 34 приведены экспериментальные зависимости коэффициента шума от сопротивления источника сигнала при различных температурах для малошумящего кремниевого планарного транзистора. График подтверждает сделанные в результате проведенного выше анализа выводы о температурной зависимости коэффициента шума.

Так как у германиевых транзисторов сопротивление $R_{\Gamma, \text{опт}}$ уменьшается при уходе температуры в обе сторо-

ны от комнатной, то при малых значениях R_T изменение коэффициента шума будет менее резким, чем при высоких.

Как было показано в гл. 2, важнейшей характеристикой малошумящих транзисторов является коэффициент передачи тока в области малых токов. Поэтому в случае применения таких транзисторов в диапазоне температур необходимо знание температурного поведения указанного параметра, тем более, что в диапазоне микропроцессоров эта зависимость имеет определенные особенности.

Коэффициент передачи тока кремниевых транзисторов при малых токах определяется главным образом относительной ролью токов рекомбинации в области пространственного заряда эмиттерного перехода и на его поверхности (см. § 8). Поэтому при анализе температурной зависимости коэффициента передачи тока в области малых токов необходимо прежде всего учесть влияние тока рекомбинации в эмиттерном переходе. Рассмотрим температурную зависимость коэффициента инжекции γ . С учетом тока рекомбинации эмиттерный ток n - p - n транзистора равен:

$$I_{\Sigma} = \frac{I_n}{\gamma_{\text{диф}}} + I_{\Sigma, \text{рек}},$$

где I_n — ток диффузии электронов из эмиттера в базу; $\gamma_{\text{диф}}$ — коэффициент инжекции, определяемый только диффузионными составляющими, т. е. коэффициент инжекции при средних уровнях токов.

Тогда для обычных, выпускаемых промышленностью транзисторов с относительно высокими коэффициентами $\gamma_{\text{диф}}$ эффективность эмиттера γ равна:

$$\gamma \approx \frac{\gamma_{\text{диф}}}{1 + I_{\Sigma, \text{рек}}/I_n}. \quad (147)$$

При напряжениях на эмиттерном переходе, превышающих несколько kT/q , ток I_n можно записать в следующем виде [18]:

$$I_n \approx \frac{kT \mu_n n_p S_{\Sigma}}{w} \exp \frac{qU_{\Sigma, 0.6}}{kT}. \quad (148)$$

Рассмотрим температурную зависимость величин, входящих в формулу (148).

Величина n_p определяется хорошо известной формулой (124).

Концентрация электронов в собственном полупроводнике вычисляется с помощью выражения

$$n_i^2 = 1,5 \cdot 10^{23} T^3 \exp \left(- \frac{\Delta E}{kT} \right). \quad (149)$$

При температурах вблизи или выше комнатной акцепторные примеси в кремнии полностью понижены, т. е. величина p_p равна эффективной концентрации акцепторной примеси N_a .

В области достаточно низких температур концентрация основных носителей в кремнии может зависеть от температуры в связи с тем, что не все примесные атомы ионизированы. В этом случае концентрация основных носителей в кремнии p -типа меняется с температурой в соответствии с законом

$$p_p \approx A_1 \exp \left(- \frac{\Delta E_a}{2kT} \right), \quad (150)$$

где ΔE_a — энергия активации акцепторной примеси; A_1 — величина, слабо зависящая от температуры по сравнению с экспоненциальным множителем.

Из сравнения выражений (149) и (150) следует, что при неполной ионизации примесей концентрация p_p гораздо слабее зависит от температуры по сравнению с n_i^2 . Поэтому можно считать, что во всем рабочем диапазоне температур изменение концентрации неосновных носителей n_p определяется величиной n_i^2 , т. е.

$$n_p \approx A_2 T^3 \exp\left(-\frac{\Delta E}{kT}\right), \quad (151)$$

где A_2 — величина, слабо зависящая от температуры и близкая к $1,5 \cdot 10^{33}/N_a$.

В выражении (151) температурная зависимость определяется главным образом экспоненциальным членом. Ширина запрещенной зоны ΔE уменьшается с ростом температуры; при $T > 200$ К можно полагать величину $d(\Delta E)/dT$ постоянной и равной $-2,4 \cdot 10^{-4}$ эВ/град.

Зависимость подвижности от температуры в диапазоне от 160 до 400 К может быть представлена в следующем виде:

$$\mu = \mu_0 \left(\frac{T}{T_0}\right)^{-n}, \quad (152)$$

где μ_0 — подвижность при температуре T_0 ; n — коэффициент, равный 2,5 для электронов и 2,7 для дырок.

Изменение толщины базы w с температурой происходит в основном из-за изменения ширины области пространственного заряда эмиттерного перехода d_a . Так как обычно $w \gg d_a$, а температурные изменения величины d_a , как показал расчет, не превышают 10%, то можно считать, что w не зависит от температуры.

Подставляя выражения (151) и (152) в (148), получаем:

$$I_n \approx \frac{kT^{3/2} \mu_0 A_2 T_0^{5/2} S_a}{w} \exp\left(-\frac{\Delta E - qU_{э.б}}{kT}\right), \quad (153)$$

или

$$I_n \approx A_3 T^{3/2} \exp\left(-\frac{\Delta E - qU_{э.б}}{kT}\right), \quad (153a)$$

где A_3 — коэффициент, относительно слабо зависящий от температуры.

«Идеальная» составляющая тока рекомбинации, обусловленная рекомбинацией в объеме области пространственного заряда эмиттерного перехода, равна [16]:

$$I_{э.рек} \approx \frac{\pi n_i d_a kTS_a}{2\sqrt{\tau_{n0}\tau_{p0}}(\varphi_a - U_{э.б})} \exp\frac{qU_{э.б}}{2kT}, \quad (154)$$

где φ_a — контактная разность потенциалов эмиттерного перехода.

Если пренебречь температурной зависимостью величины диэлектрической проницаемости, то выражение, характеризующее ширину области пространственного заряда эмиттерного перехода d_a , можно записать в таком виде:

$$d_a = K_1(\varphi_a - U_{э.б})^{1/\chi}, \quad (155)$$

где K_1 — коэффициент, зависящий от материала и от концентрации и распределения примесей; χ имеет величину от 2 до 3.

Учитывая, что величины φ_3 и $U_{3,6}$ имеют отрицательные температурные коэффициенты, достаточно близкие по величине, можно считать, что разность $(\varphi_3 - U_{3,6})$, а следовательно, и параметр d_3 характеризуются слабой температурной зависимостью.

Тогда, полагая, что время жизни в сильнолегированном материале не зависит от температуры, ток рекомбинации можно записать в следующей форме:

$$I_{3, \text{рек} v} = K_2 T^{5/2} \exp\left(-\frac{\Delta E - qU_{3,6}}{2kT}\right), \quad (156)$$

где $K_2 = \frac{5,8 \cdot 10^{16} k d_3 S_3 K_1}{\sqrt{\tau_{n0} \tau_{p0}} \sqrt{(\varphi_3 - U_{3,6})^{x-1}}}$ — величина, мало зависящая от температуры.

Подставляя выражения (153а) и (156) в (147), получаем:

$$\gamma \approx \gamma_{\text{диф}} \left[1 + \frac{K_2}{A_3} T \exp\left(\frac{\Delta E - qU_{3,6}}{2kT}\right) \right]^{-1}. \quad (157)$$

Численная оценка показывает, что температурные изменения величин ΔE и $qU_{3,6}$ сказываются относительно слабо, поэтому, если принять их постоянными, а коэффициент γ близким к единице, можно записать:

$$\frac{d\gamma}{dT} \approx \gamma_{\text{диф}} \frac{K_2}{A_3} \left(\frac{\Delta E - qU_{3,6}}{2kT} - 1 \right) \times \exp \frac{\Delta E - qU_{3,6}}{2kT}. \quad (158)$$

Отсюда видно, что $d\gamma/dT$ всегда положительно и уменьшается при увеличении температуры и смещения¹.

В реальных транзисторах ток рекомбинации может значительно превышать учтенную выше «идеальную» составляющую; это объясняется тем, что рекомбинация вблизи периферии эмиттерного перехода превосходит рекомбинацию в объеме перехода. Этот эффект особенно велик в транзисторах без защитного слоя окисла; для таких приборов практически весь ток рекомбинации определяется приповерхностными областями структуры.

Используя результаты проведенного в § 10 анализа тока рекомбинации эмиттерного перехода и полагая, что температурное изменение скорости поверхностной рекомбинации S_3 несущественно по сравнению с n_i , ток $I_{3, \text{рек} s}$ можно записать в следующем виде:

$$I_{3, \text{рек} s} = K_3 T^{3/2} \exp\left(-\frac{\Delta E - qU_{3,6}}{2kT}\right), \quad (159)$$

где K_3 — коэффициент, пропорциональный скорости поверхностной рекомбинации и слабо связанный с температурой.

Если ток рекомбинации в эмиттерном переходе определяется выражением (159), то коэффициент инжекции равен:

$$\gamma \approx \gamma_{\text{диф}} \left(1 + \frac{K_3}{A_3} \exp \frac{\Delta E - qU_{3,6}}{2kT} \right)^{-1}. \quad (160)$$

¹ Выражение для $d\gamma/dT$ в случае малого коэффициента γ здесь опущено, так как оно более громоздко, чем (158), но приводит к тем же выводам. То же самое относится к формулам (161), (164) и (166).

Тогда температурное изменение коэффициента γ с учетом рекомбинации на периферии эмиттерного перехода определяется выражением

$$\frac{d\gamma}{dT} \approx \gamma_{\text{диф}} \frac{K_1}{A_1} \frac{\Delta E - qU_{э.б}}{2kT^2} \exp \frac{\Delta E - qU_{э.б}}{2kT}. \quad (161)$$

По характеру зависимости выражение (161) аналогично (158), но является более общим, поэтому в последующем анализе будет использоваться выражение (161).

Температурная зависимость коэффициента переноса неосновных носителей через область базы α_6 определяется эффективным временем жизни, которое растет при повышении и падает при снижении

температуры вследствие изменения скорости поверхностной рекомбинации. При средних уровнях токов рекомбинация в эмиттерном переходе становится пренебрежимо малой по сравнению с рекомбинацией в нейтральных областях, поэтому температурное изменение коэффициента передачи тока происходит главным образом из-за изменения коэффициента переноса.

Для выяснения вопроса, не изменяется ли величина коэффициента переноса и его относительное значение в области малых токов при изменении температуры, рассмотрим зависимости тока коллектора при коротком замыкании коллектора с базой от смещения на эмиттерном переходе

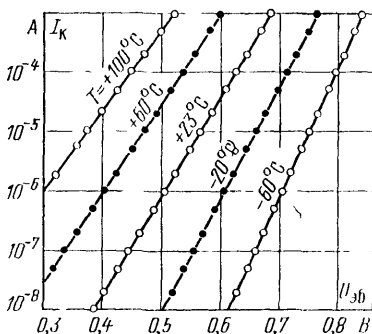


Рис. 35. Типичные зависимости тока коллектора при коротком замыкании коллектора с базой кремниевых транзисторов от напряжения эмиттер — база при различных температурах.

(см. § 8). Такие зависимости, типичные для кремниевых транзисторов, построенные в полулгарифмическом масштабе, приведены на рис. 35. Анализ подобных графиков показал, что в исследуемом диапазоне токов (приблизительно до 1 мА) зависимости $\ln I_{к.з.}(U_{э.б})$ имеют наклон, равный q/kT , для всех температур рабочего диапазона. Это значит, что при любой температуре коэффициент α_6 не связан со смещением на эмиттерном переходе. Следовательно, при снижении рабочего тока температурное изменение коэффициента переноса остается тем же самым, но его относительное значение уменьшается, так как начинает сказываться температурное изменение коэффициента инжекции, растущее при снижении рабочего тока. Это должно приводить к тому, что температурное изменение коэффициента передачи тока при малых токах будет более сильным, чем при средних.

Температурная зависимость статического коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером характеризуется следующим выражением:

$$\frac{d\beta}{dT} = \frac{1}{(1 - \alpha_6\gamma)^2} \left(\alpha_6 \frac{d\gamma}{dT} + \gamma \frac{d\alpha_6}{dT} \right); \quad (162)$$

здесь $d\gamma/dT$ и $d\alpha_6/dT$ положительны, следовательно, положительно и dB/dT . Можно также заметить, что чем выше коэффициенты γ и (или) α_6 , тем больше dB/dT , т. е. более высоким значениям коэффициента передачи соответствует более крутая температурная характеристика. В области малых токов, учитывая уменьшение роли температурного изменения коэффициента α_6 , для упрощения анализа можно полагать, что $\alpha_6 \approx 1$ во всем температурном диапазоне. Тогда

$$\frac{dB}{dT} \approx \frac{1}{(1-\gamma)^2} \frac{d\gamma}{dT}. \quad (163)$$

Подставляя в (163) выражения (160) и (161) и полагая для простоты, что $\gamma_{\text{диф}} \approx 1$, а γ не слишком мало, получаем:

$$\frac{dB}{dT} \approx \frac{A_2}{K_2} \frac{\Delta E - qU_{\text{э.б}}}{2kT^2} \times \exp\left(-\frac{\Delta E - qU_{\text{э.б}}}{2kT}\right). \quad (164)$$

Из уравнения (164) можно сделать несколько интересных выводов. У транзисторов с более качественной поверхностью (с меньшими величинами K_2 и более высокими напряжениями $U_{\text{э.б}}$) должно наблюдаться более высокая крутизна характеристики $B(T)$. При снижении смещения на эмиттерном переходе температурное изменение коэффициента B становится более плавным. По мере повышения температуры крутизна температурного роста коэффициента B увеличивается.

В практике расчета схем часто более важна величина изменения коэффициента передачи тока в некотором широком диапазоне температур, т. е. отношение B_2/B_1 , где B_2 и B_1 — значения коэффициента B при крайних плюсовой и минусовой температурах соответственно. Это соотношение определяется следующим образом:

$$\frac{B_2}{B_1} = 1 + \frac{1}{B_1} \int_{T_1}^{T_2} B'(T) dT, \quad (165)$$

где T_1 , T_2 — крайняя нижняя и верхняя температуры диапазона; $B'(T)$ — производная функции $B(T)$ по параметру T .

Подставляя в уравнение (165) соответствующие выражения, получаем:

$$\begin{aligned} \frac{B_2}{B_1} = 1 + & \frac{\exp \frac{\Delta E_1 - qU_{\text{э.б}1}}{2kT_1}}{1 - \frac{K_2}{A_2} \exp \frac{\Delta E_1 - qU_{\text{э.б}1}}{2kT_1}} \int_{T_1}^{T_2} \frac{\Delta E - qU_{\text{э.б}}}{2kT^2} \times \\ & \times \exp\left(-\frac{\Delta E - qU_{\text{э.б}}}{2kT}\right) dT, \end{aligned} \quad (166)$$

где индекс 1 обозначает значение соответствующего параметра при температуре T_1 . Анализ выражения (166) позволяет сделать следующие выводы:

1) при снижении смещения $U_{\text{э.б}}$ отношение B_2/B_1 для данного транзистора растет;

2) это отношение у транзисторов с лучшим состоянием поверхности меньше, так как у них ниже величина K_2 и выше напряжение $U_{\text{э.б}}$. Следовательно, отношение B_2/B_1 у кремниевых планарных

транзисторов должно быть меньше по сравнению с транзисторами без защитного слоя окисла.

В заключение теоретического анализа заметим, что физически температурное изменение коэффициента инжекции в области малых токов, а следовательно, и коэффициента передачи тока можно объяснить, тем, что при увеличении температуры диффузионный ток растет быстрее, чем рекомбинационный, что обусловлено прежде всего более быстрым ростом концентрации неосновных носителей по сравнению с собственной концентрацией носителей (последняя определяет ток I_a рек).

Полученные выводы хорошо подтверждаются результатами экспериментов (рис. 36, 37). Как видно из рис. 36, величина относи-

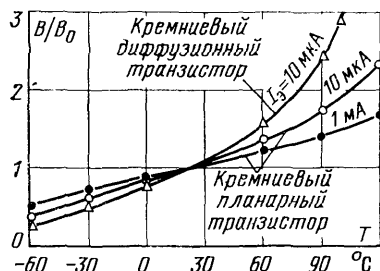


Рис. 36. Типичные зависимости статического коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером, приведенного к значению при комнатной температуре, от температуры.

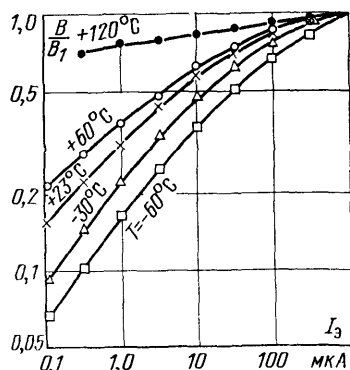


Рис. 37. Зависимости статического коэффициента передачи тока (приведенного к значению при $I_3 = 1$ мА) кремниевое планарного транзистора в схеме с общим эмиттером от тока эмиттера при различных температурах.

тельного изменения коэффициента V растет при уменьшении рабочего тока (если при $I_3 = 1$ мА коэффициент V изменяется в 3—4 раза в диапазоне температур от -60 до $+120^\circ\text{C}$, то при $I_3 = 10$ мкА это изменение может достигать 10). Изменение в диапазоне температур коэффициента V при малых токах у кремниевых диффузионных транзисторов, изготовленных не по планарной технологии, значительно выше, чем у кремниевых планарных транзисторов.

Зависимости коэффициента V от тока эмиттера при разных температурах (рис. 37) показывают, что при повышении температуры уменьшается крутизна характеристики $V(I_3)$; это объясняется уменьшением роли тока рекомбинации в области пространственного заряда эмиттерного перехода.

Как было показано в § 10, для удобства анализа экспериментальных результатов ток рекомбинации в эмиттерном переходе удобнее представлять в виде формулы (103). При изменении температуры зависимость коэффициента $I'_{\text{рек}}$ от напряжения может изменять свой характер, поэтому будет изменяться и коэффициент m_6 . Как показали эксперименты, с ростом температуры коэффициент m_6 несколько падает.

Учитывая, что ток коллектора $I_{к.к.э}$ при $U_{к.б}=0$ представляет собой экспоненту с показателем $qU_{э.б}/kT$, а ток базы $I_{б.к.э}$ определяется формулой (103), статистический коэффициент передачи тока базы можно определить так:

$$B = \frac{I_{к.к.э}}{I_{б.к.э}} = \frac{I_{к.э, \text{ диф } 0}}{I_{рек 0}} \exp \frac{qU_{э.б} (m_б - 1)}{m_б kT}. \quad (167)$$

где $I_{к.э, \text{ диф } 0}$ — коэффициент при экспоненте коллекторного тока, обусловленного диффузионным током эмиттера.

Следовательно, поведение коэффициента передачи тока можно анализировать с помощью зависимостей $I_{к.к.э}(U_{э.б})$ и $I_{б.к.э}(U_{э.б})$. Сравнение таких зависимостей показывает, что при изменении температуры отношение $I_{к.э, \text{ диф } 0}/I_{рек 0}$ меняется гораздо сильнее, чем экспоненциальный член (последний при повышении температуры несколько падает из-за уменьшения величин $m_б$, $U_{э.б}$ и роста T). Если учитывать, что температурная зависимость коэффициента $I_{к.э, \text{ диф } 0}$ определяется главным образом концентрацией неосновных носителей, а коэффициента $I_{рек 0}$ — собственной концентрацией носителей (см § 10), факт более сильной температурной зависимости их отношения подтверждает полученный выше вывод, что рост коэффициента передачи базового тока кремниевых транзисторов при малых токах с повышением температуры обусловлен более быстрым ростом концентрации неосновных носителей по сравнению с собственной концентрацией.

16. ВЛИЯНИЕ ИОНИЗИРУЮЩЕЙ РАДИАЦИИ НА НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ШУМЫ

При воздействии ядерной радиации в транзисторах возникает ряд объемных и поверхностных эффектов [33]. Облучение быстрыми нейтронами вызывает изменение кристаллической решетки полупроводника, что может приводить к уменьшению времени жизни неосновных носителей и увеличению объемного удельного сопротивления. Изменение времени жизни является причиной деградации коэффициента передачи тока, возрастания тока базы и связанного с ним дробового шума. Рост удельного сопротивления может привести к увеличению омического сопротивления базы $r_б$.

Воздействие гамма-излучения обычно ухудшает состояние поверхности полупроводника, что заключается прежде всего в увеличении плотности быстрых и медленных поверхностных состояний и возникновении положительного заряда в защитном окисле, способствующего в свою очередь образованию инверсных слоев и каналов на поверхности. Эти дефекты согласно выводам, полученным в § 11, приводят к снижению коэффициента передачи тока в области малых токов и росту шума типа $1/f$.

В области белого шума изменение шумовых параметров кремниевых планарных транзисторов, вызванное воздействием ионизирующей радиации, определяется главным образом уменьшением коэффициента передачи тока. Рассмотрим влияние проникающей радиации на эквивалентное шумовое напряжение и эквивалентный шумовой ток. В области белого шума величины $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ можно выразить в следующем виде:

$$\begin{aligned} \overline{e^2} \approx 4kTr_6\Delta f + 2q \frac{I_K}{B} r_6^2 \Delta f + \\ + 2qI_K \frac{[r_6 + r_3(\beta + 1)]^2}{\beta^2} \Delta f; \end{aligned} \quad (168)$$

$$\overline{i^2} \approx 2q \frac{I_V}{B} \Delta f. \quad (169)$$

Из рассмотрения выражений (168) и (169) нетрудно заметить, что уменьшение коэффициента передачи базового тока, вызванное облучением, будет оказывать гораздо меньшее влияние на параметр $\overline{e^2}$, чем на параметр $\overline{i^2}$, приводя к возрастанию последнего. Как показывает приближенная численная оценка, деградация коэффициента передачи тока практически не влияет на величину эквивалентного шумового напряжения как в области микротоков, так и при средних величинах тока эмиттера. Но параметр $\overline{e^2}$ определяет величину коэффициента шума при коротком замыкании во входной цепи [формула (117)].

Следовательно, коэффициент шума при небольших сопротивлениях источника сигнала в области белого шума будет мало изменяться из-за вызванного радиацией уменьшения коэффициента передачи тока. Однако на величину $\overline{e^2}$, а значит, на коэффициент шума при малых сопротивлениях генератора оказывает влияние тепловой шум сопротивления базы r_6 , которое может возрастать в результате нейтронного облучения. Рост сопротивления r_6 вызывается увеличением удельного сопротивления, чувствительность которого к радиации сильно зависит от концентрации примесей [33]. При высоких уровнях легирования, которые используются в планарном процессе, заметное возрастание сопротивления базы следует ожидать только при дозах нейтронного облучения, превышающих 10^{15} нейтр/см². Относитель-

ное значение теплового шума сопротивления базы, а следовательно, и его вызванного радиацией увеличения растёт при повышении рабочего тока.

Эквивалентный шумовой ток в свою очередь определяет величину коэффициента шума $F_{x,x}$ при условии холостого хода во входной цепи [формула (118)]. С учетом связи параметра \bar{i}^2 с коэффициентом передачи тока это значит, что коэффициент шума при относительно больших сопротивлениях источника сигнала в области белого шума будет возрастать из-за уменьшения коэффициента B в результате радиационного облучения.

Увеличение количества объемных и поверхностных дефектов в транзисторе, вызванное действием радиации, может привести к увеличению обратного тока коллекторного перехода и начальных токов эмиттерного перехода (см. § 13). Если величины одного из этих токов или их суммы становятся одного порядка с током базы, то связанные с ними дробовые шумы будут влиять на параметр \bar{i}^2 ; на параметр \bar{e}^2 эти шумы существенного влияния не оказывают. Следовательно, возрастание обратных токов может вызывать увеличение эквивалентного шумового тока в области малых токов эмиттера.

Рост параметра \bar{i}^2 после облучения будет приводить к увеличению коэффициента шума $F_{\text{мин}}$ при условии согласования по шумам, т. е. при $R_g = R_{g,\text{опт}}$ [см. выражение (8)]. Если можно пренебречь изменением сопротивления базы, то соответствующее минимуму коэффициента шума сопротивление источника сигнала $R_{g,\text{опт}}$ будет уменьшаться. Коэффициент шума при заданном сопротивлении R_g связан одновременно и с параметром \bar{e}^2 , и с параметром \bar{i}^2 , но относительная роль каждого из них определяется величиной R_g : по мере увеличения сопротивления R_g относительное значение эквивалентного шумового тока \bar{i}^2 возрастает, а эквивалентного шумового напряжения \bar{e}^2 — падает. Соответственно этому чем выше сопротивление R_g , тем более сильный рост будет испытывать коэффициент шума в результате облучения. Если известна минимальная величина коэффициента передачи базового тока, ожидаемая в результате воздействия радиации, то с помощью формул, полученных в гл. 1, можно определить результирующую величину коэффициента шума. Можно в этом случае и заранее рассчитать оптимальное сопротивление источника

сигнала, которое обеспечит минимальный коэффициент шума после воздействия облучения.

В области шума типа $1/f$, т. е. при условии пренебрежения белыми шумами по сравнению с фликкер-шумом, параметры $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ характеризуются следующими выражениями:

$$\overline{e^2} \approx K \frac{r_{\delta}^2 I_{\kappa}^n}{B^n f} \Delta f; \quad (170)$$

$$\overline{i^2} \approx K \frac{I_{\kappa}^n}{B^n f} \Delta f. \quad (171)$$

При воздействии гамма-излучения или при небольших дозах нейтронного облучения, когда не происходит заметного изменения сопротивления r_{δ} , относительные изменения параметров $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$, определяемых шумом типа $1/f$, будут близки по величине.

Необходимо отметить, что величины $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ в области шума типа $1/f$ растут при облучении не только из-за деградации коэффициента передачи базового тока. Проникающая радиация, как указывалось, вызывает увеличение плотности поверхностных состояний в системе кремний — двуокись кремния. Но коэффициент K в выражениях (170) и (171) в соответствии с результатами анализа, проведенного в § 9, растет при увеличении скорости поверхностной рекомбинации и количества поверхностных состояний. Значит, в результате воздействия излучения шумовые параметры $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ в области шума типа $1/f$ будут увеличиваться значительно сильнее, чем в области белого шума. То же самое можно сказать и о коэффициенте шума при условии согласования по шумам F_{\min} и о коэффициенте шума при любом заданном сопротивлении источника сигнала R_{Γ} . Оптимальное сопротивление $R_{\Gamma, \text{опт}}$ при этом изменяться не будет.

При значительной дозе нейтронного облучения, когда начнет увеличиваться сопротивление r_{δ} , рост параметра $\overline{e^2}$ в области шума типа $1/f$ будет происходить быстрее, чем $\overline{i^2}$; оптимальное сопротивление генератора в этом случае будет возрастать.

Уровень фликкер-шума в транзисторах можно оценивать с помощью характеристической частоты f_i гр угла загиба частотной характеристики параметра $\overline{i^2}$, т. е. частоты, на которой величина $\overline{i^2}$ вдвое превышает вели-

чину в области белого шума. Используя выражения (43) и (171) для параметра \bar{i}^2 в области белого шума и шума типа $1/f$, можно получить такую формулу для частоты f_{igr} :

$$f_{igr} = \frac{K I_K^{n-1}}{2qB^{n-1}}. \quad (172)$$

Из этого выражения следует, что изменение частоты f_{igr} под действием облучения будет характеризовать возрастание интенсивности шумовых процессов, определяющих величину коэффициента K и обуславливающих возникновение шума типа $1/f$.

Значительную часть звукового диапазона занимает область частот, в которой мощности белого шума и шума типа $1/f$ имеют один порядок величин. Очевидно, что на этих частотах чувствительность шумовых параметров к воздействию проникающей радиации будет расти по мере снижения частоты. В этой области относительное влияние шума типа $1/f$ на величину \bar{i}^2 оказывается более сильным, чем на величину \bar{e}^2 (см. § 5). Поэтому на этих частотах, так же как и в области белого шума, параметр \bar{i}^2 должен расти в результате облучения сильнее, чем \bar{e}^2 . Кроме того, относительное значение фликкер-шума в величинах шумовых параметров растет при увеличении рабочего тока; следовательно, в области частот, промежуточной между областями шума типа $1/f$ и белого, более высоким рабочим токам будет соответствовать и большее увеличение шумовых параметров после воздействия ионизирующей радиации.

Изложенные здесь теоретические выводы, первоначально проверенные самим автором, позднее подтвердились также описанными в [34] результатами экспериментальных исследований влияния гамма-излучения (до $1,1 \cdot 10^7$ рад) на шумовые параметры кремниевых планарных транзисторов. После облучения изменились шумовые параметры транзисторов и коэффициент передачи тока; в нескольких случаях было замечено возрастание тока $I_{к.б.0}$, по-видимому, это является нетипичным. Эквивалентный шумовой ток под действием облучения увеличивается и тем сильнее, чем ниже частота измерения, например, если на частоте 100 Гц параметр $\sqrt{\bar{i}^2}$ вырос от 18 до 67 пА/Гц^{1/2}, то на частоте 1000 Гц — с 7,5 до 22 пА/Гц^{1/2}. Эквивалентное шумовое

напряжение также увеличивается, но его рост обычно слабее, чем рост параметра $\sqrt{\overline{i^2}}$, особенно заметной эта разница становится при увеличении частоты. В качестве примера ниже приведены отношения значений параметров $\sqrt{\overline{e^2}}$ и $\sqrt{\overline{i^2}}$ после облучения к значениям $\sqrt{\overline{e^2}_0}$ и $\sqrt{\overline{i^2}_0}$ до облучения соответственно на частотах 100 и 1000 Гц для типичного транзистора:

f	$\sqrt{\overline{e^2}_1} / \sqrt{\overline{e^2}_0}$	$\sqrt{\overline{i^2}_1} / \sqrt{\overline{i^2}_0}$
100 Гц	3,2	3,7
1000 Гц	1,75	2,95

Отметим, что разница в величинах отношений $\sqrt{\overline{i^2}_1} / \sqrt{\overline{i^2}_0}$ и $\sqrt{\overline{e^2}_1} / \sqrt{\overline{e^2}_0}$ может быть и значительно более высокой, чем в приведенном здесь примере.

Измерения характеристической частоты $f_{i\text{ гр}}$ показывают, что ее возрастание $\Delta f_{i\text{ гр}}$ после гамма-облучения характеризуется сильным разбросом величин. Замечена явная корреляция значения $\Delta f_{i\text{ гр}}$ с изменением величины, обратной коэффициенту передачи тока, $\Delta(1/B)$, при дозах облучения до 10^5 — 10^6 рад. При более высоких дозах радиации замечается тенденция к насыщению роста величин $\Delta f_{i\text{ гр}}$ и $\Delta(1/B)$. Эксперименты подтвердили также, что возрастание параметра i^2 не определяется только уменьшением коэффициента передачи тока, а связано и с изменением характеристической частоты (т. е. определяется и коэффициентом K , характеризующим состояние поверхности). Обнаружено также, что относительный рост частоты $f_{i\text{ гр}}$ зависит от ее величины до облучения: чем выше первоначальное значение этой частоты, тем относительно слабее она растет после воздействия гамма-радиации. Учитывая, что величина $f_{i\text{ гр}}$ характеризует уровень фликкер-шума в транзисторе, более слабую чувствительность частоты $f_{i\text{ гр}}$ к облучению у транзисторов с высоким уровнем фликкер-шума можно объяснить наличием у них высокой исходной плотности поверхностных состояний и других дефектов, ответственных за этот вид шума; поэтому относительная

роль дефектов, образованных воздействием радиации, оказывается менее существенной.

Таким образом, результаты экспериментов подтверждают, что радиационное облучение слабее сказывается на шумах транзисторов в области белого спектра по сравнению с шумом типа $1/f$. В области частот и смещений, на которых преобладают белые шумы, или белые шумы и шумы типа $1/f$ имеют один порядок величины, эквивалентный шумовой ток кремниевых планарных транзисторов более чувствителен к облучению, чем эквивалентное шумовое напряжение. Коэффициент шума транзисторного усилителя, особенно на частотах выше 100 Гц, при больших сопротивлениях источника сигнала R_g будет более чувствителен к проникающей радиации, чем при малых R_g . Снижению влияния облучения на коэффициент шума при относительно больших R_g способствует уменьшение рабочего тока.

Интересно отметить, что характер изменения шумовых параметров в результате ядерного облучения имеет определенное сходство со случаем снижения температуры ниже комнатной. И в том, и в другом случае изменение величин e^2 и i^2 определяется главным образом уменьшением коэффициента передачи базового тока и ростом уровня шума типа $1/f$. Коэффициент шума при малых сопротивлениях источника сигнала более стабилен, чем при высоких сопротивлениях, как при понижении температуры, так и в результате облучения.

Глава четвертая

НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ШУМЫ И ДЕФЕКТЫ В ТРАНЗИСТОРАХ

17. ПРИМЕНЕНИЕ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ТРАНЗИСТОРОВ. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ

В связи с недостатками существующих методов оценки надежности и качества, главным из которых является невозможность определить надежность каждого отдельного прибора, ведутся поиски параметров-критериев, позволяющих отбраковывать потенциально ненадежные транзисторы. Очень часто в качестве такого параметра предлагается использовать шумовые характеристики на

низких частотах [19, 35, 36]. Однако было бы ошибкой ожидать, что любое измерение низкочастотного шума может быть использовано для этой цели. По-видимому, ни один из шумовых параметров не может быть универсальным критерием, позволяющим обнаружить любой нежелательный дефект в транзисторах. В зависимости от выбора условий измерения шумовые параметры могут позволять выявить приборы с теми или иными дефектами. Поэтому для отбраковки ненадежных транзисторов данного типа, а еще точнее, для отбраковки транзисторов с конкретным видом дефекта необходимо находить свои условия измерения шумов. Для выявления шумов, связанных с дефектами другого типа, условия измерения могут быть совсем иными. Более того, вполне возможны случаи, когда какой-нибудь тип дефекта, к тому же весьма нежелательный, вообще не может быть выявлен с помощью шумовых измерений в связи с большим уровнем шумов, связанных с другими источниками. С другой стороны, большое значение имеет обоснованный выбор низкой частоты измерения, так как обычно рекомендуемое измерение на самых низких звуковых частотах (например, на частоте 20 Гц) связано с многими техническими трудностями, особенно в условиях производства.

Таким образом, для правильного проведения каждой конкретной работы по применению измерения шумов для оценки качества транзисторов необходимо знать, как связаны возможные дефекты, являющиеся причинами отказов, с шумовыми характеристиками и как определять оптимальные условия выявления некоторых, с точки зрения надежности наиболее важных, источников шумов. Рассмотрению этих вопросов и посвящена настоящая глава.

Постепенные отказы транзисторов связаны главным образом с изменением состояния поверхности кристалла, при этом часто возрастают неуправляемые обратные токи ($I_{к.б.0}$, $I_{э.б.0}$) или изменяется коэффициент передачи базового тока [36]. Очевидно, что изменение условий на поверхности не будет влиять на уровень теплового шума транзистора, определяемого температурой и омическим сопротивлением базы [формула (11)]. На уровень дробового шума, связанного с протекающими через *p-n* переходы токами [см. формулы (13), (14)], поверхностные явления влияют через величины статического

коэффициента передачи тока и обратных токов. Поэтому уровень дробового шума транзистора не может содержать дополнительной информации о надежности, помимо той, которую дают другие, более доступные для измерения параметры (коэффициент передачи тока и обратные токи).

Основными источниками шума типа $1/f$, или фликкер-шума, в транзисторах обычно считаются поверхностный шум эмиттерного перехода, шум утечки по поверхности коллекторного перехода и шум, связанный с каналами. Поверхностный шум эмиттерного перехода объясняется модуляцией тока поверхностной и объемной рекомбинации флуктуациями поверхностного потенциала, вызванными случайной занятостью поверхностных состояний. Шум утечки по поверхности коллекторного перехода обусловлен флуктуациями проводимости утечки, шунтирующей коллекторный переход; каналы на поверхности коллекторного перехода приводят к увеличению шума утечки. Можно ожидать, что изменение состояния поверхности прежде всего скажется на уровне шума типа $1/f$, как наиболее сильно из параметров транзистора связанного с явлениями на поверхности. Тогда шум типа $1/f$ будет характеризовать стабильность транзисторов, т. е. потенциальную надежность. Заметим, что, как показывают результаты экспериментов, для прогнозирования постепенных отказов необходимо измерять шум типа $1/f$ в течение некоторого времени и по скорости его возрастания производить оценку надежности транзисторов [37].

Катастрофические отказы транзисторов вызываются чаще всего различного рода несовершенствами и дефектами конструкции — дефектами внутренних выводов, контактных соединений и т. д. Вероятность проявления этих дефектов значительно повышается при воздействии на транзисторы механических нагрузок (ударов, вибрации) и при резких изменениях температуры окружающей среды.

В случае, когда дефекты приводят к увеличению сопротивления r_b , будет возрастать и тепловой шум. Однако если эти дефекты еще не вызвали роста сопротивления базы, то они не будут влиять и на уровень теплового шума. Дробовые шумы могут быть связаны с дефектами конструкции только через другие, обычно контролируемые параметры. Следовательно, величины

теплового и дробового шума не интересны и с точки зрения обнаружения дефектов, приводящих к катастрофическим отказам.

Перечисленные выше источники шума типа $1/f$ тоже не связаны с дефектами контактов. Однако последние могут быть причиной возникновения так называемого контактного шума, который также характеризуется спектральной плотностью, обратно пропорциональной частоте [1]. Контактный шум вызывается значительной нестационарностью плотности тока в областях с зернистой структурой. Следовательно, выявление контактных шумов может быть очень полезным и важным, особенно, как будет показано ниже, для транзисторов, изготовленных по планарной технологии.

Обычно в качестве параметра, характеризующего шумовые свойства транзисторов, используется коэффициент шума, являющийся мерой ухудшения отношения сигнал/шум на выходе усилителя по сравнению с входом. Коэффициент шума имеет определенное удобство при расчете чувствительности усилителей, но при изучении физических процессов в транзисторе, что необходимо для исследований в области надежности, его основной недостаток заключается в том, что коэффициент шума характеризует уровень шумов усилителя на транзисторе при данном сопротивлении источника сигнала. То же самое можно сказать и о приведенной ко входу спектральной плотности шумов, измеренной при некотором фиксированном сопротивлении источника сигнала. Поэтому при изучении связи шумов и надежности транзисторов более целесообразно измерять эквивалентное шумовое напряжение и эквивалентный шумовой ток, которые представляют собой внутренние шумовые характеристики, не связанные с шумами на входе транзистора. Кроме того, аналитическая связь эквивалентных шумовых параметров с источниками шума более проста.

18. ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВ ДЛЯ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ ПОВЕРХНОСТИ ТРАНЗИСТОРОВ

Предположим, то приводящая к постепенному отказу деградация коэффициента передачи тока во времени связана с наличием некоторых нестационарных процессов в месте выхода эмиттерного перехода на поверхность полупроводника. Если эти процессы скажутся прежде всего на уровне шума типа $1/f$ как на наиболее чувствительной к состоянию поверхности характеристике транзисторов, то измерение шумов в области шума типа $1/f$ будет служить средством выявления потенциально ненадежных транзисторов по дефектам такого рода.

Обратимся к выражениям (50) и (51) для параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2 в области шума типа $1/f$. Если вследствие появления каких-то дефектов на поверхности произошло увеличение поверхностного шума эмиттерного перехода, учитываемого генератором $\bar{i}_{\Phi, \text{э}}^2$, то относительные приращения величин \bar{e}^2 и \bar{i}^2 будут равны. Следовательно, при измерении в области шума типа $1/f$ с точки зрения относительного изменения уровня шума безразлично, проводятся ли измерения в режиме короткого замыкания или холостого хода на входе. Оценим абсолютные величины выходного напряжения в том и другом случае, умножая величины \bar{e}^2 и \bar{i}^2 на соответствующие коэффициенты усиления схемы с общим эмиттером:

$$\bar{u}_{\text{ш.к.з}}^2 \approx \bar{i}_{\Phi, \text{э}}^2 \frac{\beta^2 r_6^2 R_{\text{н}}^2}{R_{\text{вх}}^2}; \quad (173)$$

$$\bar{u}_{\text{ш.х.х}}^2 \approx \bar{i}_{\Phi, \text{э}}^2 \beta^2 R_{\text{н}}^2. \quad (174)$$

Нетрудно заметить, что выходное напряжение шума в случае разомкнутой входной цепи значительно превышает напряжение шума при коротком замыкании на входе (особенно при токах ниже 1 мА).

Величина шумового напряжения на выходе при средних значениях сопротивления источника сигнала определяется выражением

$$\bar{u}_{\text{ш}}^2 \approx \bar{i}_{\Phi, \text{э}}^2 (R_{\text{г}}^2 + r_6^2 + 2cR_{\text{г}}r_6) \frac{\beta^2 R_{\text{н}}^2}{(R_{\text{г}} + R_{\text{вх}})^2}. \quad (175)$$

Из сравнения выражений (174) и (175) следует, что напряжение шума при средних значениях сопротивления $R_{\text{г}}$ также имеет меньшую величину, чем при условии холостого хода во входной цепи. Значит, по соображениям большей простоты и точности, измерения в области шума типа $1/f$, проводимые для оценки надежности, целесообразнее производить при разомкнутой входной цепи.

Как уже указывалось, измерение шума в области белого спектра не представляет интереса с точки зрения предсказания отказов транзисторов. Однако область частот, лежащих между частотами белого шума и шума типа $1/f$, следует рассмотреть. Эта область занимает довольно большой частотный промежуток. Действительно, учитывая, что согласно формулам (175) и (88) мощ-

ность фликкер-шума обратно пропорциональна частоте, выражение для полной мощности шума на данной частоте можно представить в следующем виде:

$$P_{\text{ш}} = \frac{K}{f} + P_{\text{бел}},$$

где K — некоторый коэффициент; $P_{\text{бел}}$ — мощность шумов белого спектра.

Пусть частота $f_{\text{бел.гр}}$ — это частота, начиная с которой спектр мощности шума становится равномерным. Тогда, если считать условием преобладания шума того или другого типа его десятикратное превышение по отношению к мощности других шумов, частоты, на которых мощности белого шума и шума типа $1/f$ соизмеримы, займут диапазон от $0,01 f_{\text{бел.гр}}$ до $f_{\text{бел.гр}}$. Например, если частота $f_{\text{бел.гр}}$ составляет 5 кГц, то область частот, на которых проявляется только шум типа $1/f$, будет лежать ниже 50 Гц.

Следует учитывать также, что по мере совершенствования технологии изготовления транзисторов область шума типа $1/f$ может сдвигаться в сторону более низких частот. Следовательно, измерения шума на низкой частоте, которые проводятся для оценки уровня шума типа $1/f$, зачастую характеризуют не только этот шум, но и белый шум. Произведем оценку относительного изменения величин $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ в этом случае.

Допустим, что потенциально ненадежный транзистор вследствие поверхностных дефектов имеет величину шума, учитываемого генератором $\overline{i_{\text{ф.э.}}^2}$, превышающую некоторый средний уровень $\overline{i_{\text{ф.э.ср}}^2}$ в N^2 раз. Относительные изменения величин $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ при токе коллектора около 1 мА можно оценить с помощью следующих выражений:

$$\frac{\Delta \overline{e^2}}{\overline{e^2}} = (N^2 - 1) \left(1 + \frac{\overline{e_6^2}}{\overline{i_{\text{ф.э.ср}}^2} r_6^2} \right)^{-1}; \quad (176)$$

$$\frac{\Delta \overline{i^2}}{\overline{i^2}} = (N^2 - 1) \left(1 + \frac{\overline{i_6^2}}{\overline{i_{\text{ф.э.ср}}^2}} \right)^{-1}. \quad (177)$$

Из этих выражений нетрудно заметить, что для сравнения относительных приращений параметров $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ надо произвести оценку величин $\overline{e_6^2}/r_6^2$ и $\overline{i_6^2}$. Численная

оценка показывает, что, как правило, выполняется неравенство

$$\frac{\overline{e_6^2}}{r_6^2} \gg \overline{i_6^2}.$$

Следовательно, относительное изменение параметра $\overline{i^2}$ должно значительно превышать изменение параметра $\overline{e^2}$. Это можно показать более наглядно. Как было доказано в гл. 1, при переходе от области белого шума к области шума типа $1/f$ происходит уменьшение сопротивления $R_{г.опт.}$. Если учесть, что это сопротивление равно отношению среднеквадратичных значений эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока, то очевидно, что в этой области при снижении частоты величина $\overline{i^2}$ растет быстрее, чем $\overline{e^2}$.

Таким образом, в области частот, на которых проявляется действие как источников белого шума, так и источника шума типа $1/f$, измерение шума с целью прогнозирования надежности по дефектам в области эмиттерного перехода следует проводить при условии холостого хода во входной цепи. Учитывая, что роль фликкер-шума, связанного с эмиттерным переходом, возрастает при увеличении рабочего тока, в этом случае следует устанавливать достаточно высокий ток эмиттера (не ниже 1 мА); напряжение на коллекторе должно быть невысоким (до 3 В).

Заметим, что, как показывает анализ эквивалентной схемы, приведенной на рис. 26, условия выявления импульсного шума, связанного с поверхностью эмиттерного перехода, такие же, как и полученные для случая шума типа $1/f$.

При измерении эквивалентного шумового тока для оценки уровня шума типа $1/f$ выбор частоты не представляет существенной проблемы. В связи с тем, что величина $\overline{i^2}$ на частоте 1000 Гц при токах эмиттера выше 1 мА определяется практически источником шума типа $1/f$ эмиттерного перехода, измерение параметра $\overline{i^2}$ как характеристики качества поверхности эмиттерного перехода может производиться на стандартной частоте 1000 Гц, что сильно облегчает проблему устранения сетевых наводок.

Рассмотрим теперь случай, когда измерение шума для оценки надежности производится с помощью про-

мышленной установки для измерения коэффициента шума. Такие установки, как правило, не позволяют осуществить условие холостого хода во входной цепи. И в этом случае, даже если ограничены возможности снижения частоты измерения, можно оценить уровень шума типа $1/f$. Результаты исследований показывают, что при правильном выборе условий измерения оценка уровня шума типа $1/f$ может производиться и на сравнительно высоких частотах, в том числе и на стандарт-

ной частоте 1000 Гц. Для этого следует воспользоваться тем, что шум типа $1/f$, связанный с эмиттерным переходом, имеет более сильную зависимость от рабочего тока и сопротивления источника сигнала по сравнению с белым шумом. Это обстоятельство приводит к тому, что при увеличении тока эмиттера и сопротивления источника сигнала возрастает относительная роль шума типа $1/f$, и частота, ниже которой он доминирует,

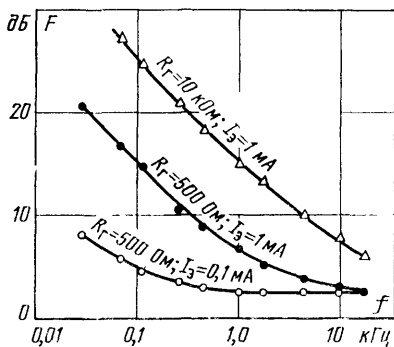


Рис. 38. Частотные характеристики коэффициента шума кремнивого планарного транзистора.

сдвигается в сторону более высоких частот. Это положение хорошо иллюстрируется приведенными на рис. 38 частотными зависимостями коэффициента шума кремнивого планарного транзистора. Можно заметить, что на частоте 1000 Гц при $R_g = 500 \text{ Ом}$ и $I_e = 0,1 \text{ мА}$ шум типа $1/f$ совсем не проявляется; при увеличении тока эмиттера до 1 мА при том же сопротивлении генератора на частоте 1000 Гц уже преобладает шум типа $1/f$, но еще нельзя пренебречь белым шумом; при $R_g = 10 \text{ кОм}$ и $I_e = 1 \text{ мА}$ на частоте 1000 Гц проявляется только шум типа $1/f$. Из приведенного рисунка также следует, что и в области нижних частот звукового диапазона шум типа $1/f$ преобладает только при условиях, далеких от оптимальных.

Заметим, что характер влияния уровня тока на относительную роль шума, связанного с поверхностью эмиттерного перехода, при высокоомных сопротивле-

ниях R_g противоположен влиянию поверхностной составляющей на ток базы и коэффициент передачи базового тока: если доля шума типа $1/f$ в полном шуме уменьшается при снижении рабочего тока, то доля поверхностной составляющей в токе базы, так же как и влияние поверхностных явлений на коэффициент передачи тока, в этом случае растет.

Таким образом, при измерениях коэффициента шума, проводимых с целью сравнительной оценки уровня шума типа $1/f$ (например, при исследованиях в области надежности), следует устанавливать величину рабочего тока значительно выше оптимальной (не менее 1 мА) и, если это возможно, максимально увеличивать сопротивление источника сигнала.

Дефекты в области коллекторного перехода, приводящие к нестабильности обратного тока, по-видимому, будут отражаться на уровне поверхностного шума коллекторного перехода $\bar{i}_{ф.к}^2$, который также характеризуется спектром мощности вида $1/f$. Учитывая, что величина $\bar{i}_{ф.к}^2$ растет с увеличением напряжения на коллекторном переходе, а шум $\bar{i}_{ф.э}^2$ уменьшается при снижении рабочего тока, можно сделать вывод, что дефекты поверхности коллекторного перехода должны проявляться в большей степени при малых токах эмиттера (ниже 100 мкА) и высоких напряжениях на коллекторе, но не в предпробойной области. Для того чтобы определить, при каком условии на входе (коротком замыкании или холостом ходе) следует оценивать влияние на шумы дефектов коллекторного перехода, допустим, что при выбранном режиме можно пренебречь шумами $\bar{i}_{ф.э}^2$ по сравнению с шумом $\bar{i}_{ф.к}^2$. Тогда напряжение выходного шума, определяемое источником $\bar{i}_{ф.к}^2$, при короткозамкнутой и разомкнутой входной цепи будет равно соответственно:

$$\bar{u}_{ш.к.з}^2 = \bar{i}_{ф.к}^2 \frac{\beta^2 (r_b + r_e)^2 R_n^2}{R_{вх}^2}; \quad (178)$$

$$\bar{u}_{ш.х.х}^2 = \bar{i}_{ф.к}^2 R_n^2 \beta^2. \quad (179)$$

Из сравнения выражений (178) и (179) следует, что выходное напряжение шума в данном случае будет более высоким в случае холостого хода на входе.

Рассмотрим теперь случай, когда наряду с проявлением фликкер-шума коллекторного перехода нельзя пренебречь ролью источников белого шума. Если у транзистора с дефектами в области коллекторного перехода величина фликкер-шума коллекторного перехода превышает в N^2 раз некоторый средний уровень $\overline{i^2}_{\text{ф.к.ср}}$, то относительные изменения величин $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ будут определяться следующими выражениями:

$$\frac{\Delta \overline{e^2}}{\overline{e^2}} = (N^2 - 1) \left(1 + \frac{\overline{i_k^2 r_9^2}}{\overline{i_{\text{ф.к.ср}}^2 (r_6 + r_9)^2}} \right)^{-1}; \quad (180)$$

$$\frac{\Delta \overline{i^2}}{\overline{i^2}} = (N^2 - 1) \left(1 + \frac{\overline{i_6^2}}{\overline{i_{\text{ф.к.ср}}^2}} \right)^{-1}. \quad (181)$$

При сравнении выражений (180) и (181) можно заметить, что выполняется неравенство

$$\frac{\overline{i_k^2 r_9^2}}{\overline{i_{\text{ф.к.ср}}^2 (r_6 + r_9)^2}} \gg \frac{\overline{i_6^2}}{\overline{i_{\text{ф.к.ср}}^2}}.$$

А это значит, что относительное изменение величины $\overline{i^2}$ в этом случае превышает изменение $\overline{e^2}$, следовательно, обнаружение шумов, связанных с дефектами поверхности коллекторного перехода, следует производить при высокоомных сопротивлениях источника сигнала. Заметим, однако, что у кремниевых планарных транзисторов с низкими обратными токами ($I_{\text{к.б.о}} < 10^{-8}$ А при $U_{\text{к.б}} = 5$ В) влияние шумов поверхности коллекторного перехода не обнаруживается.

19. ВЫЯВЛЕНИЕ ШУМОВ, СВЯЗАННЫХ С ДЕФЕКТАМИ КОНТАКТОВ И ОБЪЕМА ПОЛУПРОВОДНИКА

Обнаружение дефектов контактов особенно важно в случае кремниевых планарных транзисторов. Их поверхность защищена устойчивым слоем окисла, полученного термическим окислением, поэтому резко снижается влияние различного рода загрязняющих веществ, паров воды и т. д. на параметры этих транзисторов. В связи с этим кремниевые планарные транзисторы имеют относительно высокую устойчивость к постепенным отказам, но зато у них возрастает относительная роль катастрофических отказов, вызываемых разрушениями

внутренних соединений, различного рода механическими дефектами, связанными с внутренними выводами, термокомпрессионными соединениями, контактами металл-полупроводник и т. д. Такими дефектами могут быть дислокационные сдвиги, полосы скольжения деформаций, нарушения сплошности металла, разрыхления, микротрещины и т. д.

Отказы, связанные с дефектами контактов, проявляются наиболее часто при воздействии температурных и механических нагрузок. Так, при быстрой смене температур (термоциклировании) в транзисторах наблюдаются отказы из-за обрывов внутренних выводов и повреждений вблизи мест термокомпрессии внутренних электродных выводов. Причиной этих отказов является развитие различного рода механических напряжений, микротрещин и других дефектов и несовершенств структуры, вызываемое различием коэффициентов теплового расширения материалов контактирующих элементов конструкции транзистора.

Главная трудность при выявлении приборов с такого рода дефектами заключается в том, что значительную часть времени до разрушения занимает «подготовительный» этап — создание условий для прогрессирующей микротрещины. Поэтому очень важным является изыскание эффективных косвенных методов обнаружения приборов с такими дефектами. Это же относится и к случаю механических воздействий.

При протекании тока через области с механическими дефектами, характеризующиеся сильно неоднородной, зернистой структурой, возникает шум со спектром типа $1/f$, называемый обычно контактным шумом [1]. Этот шум обусловлен локальной перестройкой контактов между отдельными зернами, приводящей к случайным импульсным изменениям суммарной величины сопротивления.

Поскольку планарная технология обеспечивает высокое качество поверхности p - n переходов, повышенный уровень шума у транзисторов, изготовленных по этой технологии, может быть связан не с плохим качеством поверхности, а с контактными явлениями. Рассмотрим относительную роль источников шума, связанных с механическими дефектами в различных областях транзистора.

Контактные шумы, возникающие при прохождении тока через области с дефектами внутренних выводов и

контактов базы, коллектора и эмиттера, можно представить источниками шума, которые на основании [1] будем характеризовать следующими выражениями:

$$\overline{e_{\text{конт.б}}^2} = K_6 \frac{I_6^n}{fa} \Delta f; \quad (182)$$

$$\overline{e_{\text{конт.э}}^2} = K_9 \frac{I_9^n}{fa} \Delta f; \quad (183)$$

$$\overline{e_{\text{конт.к}}^2} = K_k \frac{I_k^n}{fa} \Delta f, \quad (184)$$

где K_6 , K_9 , K_k — коэффициенты, зависящие от рода дефекта и материала; n — коэффициент, имеющий величину, близкую к 2; a — величина, близкая к 1.

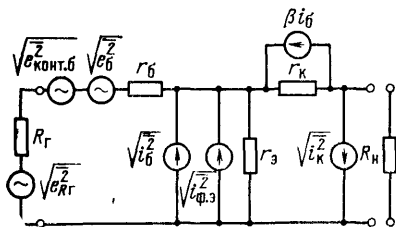


Рис. 39. Эквивалентная шумовая схема транзистора с источником базового контактного шума

Рассмотрим случай, когда контакт, или внутренний вывод базы, имеет дефекты, приводящие к возникновению шума, описываемого выражением (182). Будем считать, что сопротивление области с дефектами пренебрежимо мало. В этом случае с учетом результатов гл. 1 можно представить эквивалентную шумовую схему в виде, показанном на рис. 39.

Используя ту же методику расчета и анализа, что и в главе 1, можно получить такие выражения для эквивалентного шумового напряжения и тока транзистора с контактным шумом базы:

$$\overline{e^2} \approx \overline{e_6^2} + \frac{i_k^2}{\beta^2} R_{вх}^2 + \overline{i_{ф.э}^2} r_6^2 + \overline{e_{\text{конт.б}}^2}; \quad (185)$$

$$\overline{i^2} \approx \overline{i_6^2} + \overline{i_{ф.э}^2}. \quad (186)$$

Из выражений (185) и (186) следует, что контактный шум базы влияет только на величину $\overline{e^2}$ и не сказывается на величине $\overline{i^2}$.

Рассмотрим случай, когда проявляются только белые шумы и контактный шум базы, т. е. когда можно пре-

небредь шумом типа $1/f$ эмиттерного перехода. Величина $\overline{e^2}$ тогда будет равна:

$$\overline{e^2} \approx \overline{e_6^2} + \frac{\overline{i_K^2}}{\beta^2} R_{вх}^2 + \overline{e_{\text{конт.б}}^2}. \quad (187)$$

В этом случае относительное влияние шума $\overline{e_{\text{конт.б}}^2}$ на величину $\overline{e^2}$ можно оценить с помощью следующей формулы:

$$\frac{\overline{e_{\text{конт.б}}^2}}{\overline{e^2}} \approx \left(1 + \frac{\overline{e_6^2} \beta^2 + \overline{i_K^2} R_{вх}^2}{\overline{e_{\text{конт.б}}^2} \beta^2} \right)^{-1}. \quad (188)$$

Приближенная оценка выражения (188) показывает, что доля контактного шума базы растет с увеличением рабочего тока.

В случае, когда проявляется только шум типа $1/f$ эмиттерного перехода и контактный шум базы, а роль белых шумов можно пренебречь, выражение, характеризующее относительную роль контактного шума базы, может быть записано в следующем виде:

$$\frac{\overline{e_{\text{конт.б}}^2}}{\overline{e^2}} \approx \left(1 + \frac{\overline{i_{\Phi.э}}^2 r_6^2}{\overline{e_{\text{конт.б}}^2}} \right)^{-1}. \quad (189)$$

Из анализа выражения (189) следует, что доля контактного шума довольно слабо зависит от рабочего тока.

Таким образом, контроль шумов, связанных с дефектами базового контакта, следует производить при условии короткого замыкания во входной цепи и при относительно больших токах эмиттера (особенно значительных токов устанавливать не следует, чтобы не вызвать роста шума из-за тепловых явлений).

Эквивалентная схема для случая, когда источником контактного шума является эмиттер, приведена на рис. 40. Полные выражения для эквивалентного шумового напряжения и тока этой схемы будут иметь вид:

$$\overline{e^2} \approx \overline{e_6^2} + \frac{\overline{i_K^2}}{\beta^2} R_{вх}^2 + \overline{i_{\Phi.э}}^2 r_6^2 + \overline{e_{\text{конт.э}}^2}; \quad (190)$$

$$\overline{i^2} \approx \overline{i_6^2} + \overline{i_{\Phi.э}}^2. \quad (191)$$

Следовательно, контактный шум эмиттера, так же как и базы, проявляется наиболее сильно при коротком

замыкании во входной цепи каскада на транзисторе. Анализ, аналогичный предыдущему, показывает, что для выявления контактного шума эмиттера желательно устанавливать достаточно большой рабочий ток.

Если источником контактного шума является коллектор, то эквивалентная шумовая схема может быть представлена в виде, изображенном на рис. 41. Величи-

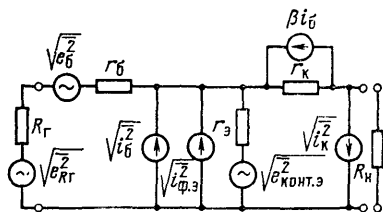


Рис. 40. Эквивалентная шумовая схема транзистора с источником миттерного контактного шума.

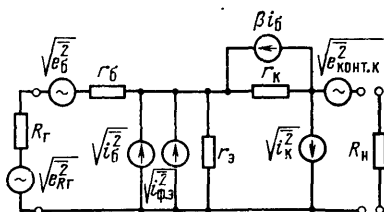


Рис. 41. Эквивалентная шумовая схема транзистора с источником коллекторного контактного шума.

ны \bar{e}^2 и \bar{i}^2 для этой схемы будут определяться такими выражениями:

$$\bar{e}^2 \approx \bar{e}_6^2 + \bar{i}_{\Phi.э}^2 r_6^2 + \frac{\bar{i}_k^2 R_{вх}^2}{\beta^2} + \frac{\bar{e}_{конт.к}^2}{\beta^2 r_k^2} (R_{вх} + \beta r_6)^2; \quad (192)$$

$$\bar{i}^2 \approx \bar{i}_6^2 + \bar{i}_{\Phi.э}^2 + \frac{\bar{e}_{конт.к}^2}{\beta^2 r_k^2} (\beta + 1)^2. \quad (193)$$

Относительная роль шума коллекторного контакта при условии, что проявляется действие только контактного и белого шумов, при короткозамкнутой и разомкнутой входной цепи будет определяться соответственно выражениями (194) и (195):

$$\frac{\bar{e}_{конт.к}^2 (R_{вх} + \beta r_6)^2 / \beta^2 r_k^2}{\bar{e}^2} \approx \left(1 + \frac{(\bar{e}_6^2 \beta^2 + \bar{i}_k^2 R_{вх}^2) r_k^2}{\bar{e}_{конт.к}^2 (R_{вх} + \beta r_6)^2} \right)^{-1}; \quad (194)$$

$$\frac{\bar{e}_{конт.к}^2 (\beta + 1)^2 / \beta^2 r_k^2}{\bar{i}^2} \approx \left(1 + \frac{\bar{i}_6^2 \beta^2 r_k^2}{\bar{e}_{конт.к}^2 (\beta + 1)^2} \right)^{-1}. \quad (195)$$

Приближенная оценка показывает, что обычно выполняется неравенство

$$\frac{\bar{e}_6^2 \beta^2 + \bar{i}_k^2 R_{вх}^2}{(R_{вх} + \beta r_6)^2} \gg \frac{\bar{i}_6^2 \beta^2}{(\beta + 1)^2}.$$

Это значит, что шум коллекторного контакта в таком случае значительно сильнее проявляется при разомкнутой входной цепи. Учет зависимостей от тока различных параметров, входящих в выражение (195), показал, что доля шума коллекторного контакта возрастает при увеличении рабочего тока.

Если шум типа $1/f$, связанный с эмиттерным переходом, доминирует по отношению к белым шумам, то при наличии контактного шума коллектора выражения для эквивалентного шумового напряжения и тока будут иметь вид:

$$\overline{e^2} \approx \overline{i^2}_{\Phi.э} r_6^2 + \frac{\overline{e^2}_{\text{конт.к}}}{\beta^2 r_K^2} (R_{вх} + \beta r_6)^2; \quad (196)$$

$$\overline{i^2} \approx \overline{i^2}_{\Phi.э} + \frac{\overline{e^2}_{\text{конт.к}}}{\beta^2 r_K^2} (\beta + 1)^2. \quad (197)$$

В этом случае относительная роль контактного шума при условиях короткого замыкания и холостого хода во входной цепи определяется соответственно выражениями:

$$\frac{\overline{e^2}_{\text{конт.к}} (R_{вх} + \beta r_6)^2 / \beta^2 r_K^2}{\overline{e^2}} \approx \left(1 + \frac{\overline{i^2}_{\Phi.э} r_6^2 \beta^2 r_K^2}{\overline{e^2}_{\text{конт.к}} (R_{вх} + \beta r_6)^2} \right)^{-1}; \quad (198)$$

$$\frac{\overline{e^2}_{\text{конт.к}} (\beta + 1)^2 / \beta^2 r_K^2}{\overline{i^2}} \approx \left(1 + \frac{\overline{i^2}_{\Phi.э} \beta^2 r_K^2}{\overline{e^2}_{\text{конт.к}} (\beta + 1)^2} \right)^{-1}. \quad (199)$$

Приблизительная оценка показывает, что если сопротивление r_3 близко по величине или выше r_6 , т. е. при сравнительно малых токах эмиттера, то контактный шум будет относительно более высоким при коротком замыкании во входной цепи; в области достаточно высоких токов эмиттера условие на входе особого значения не имеет. Учитывая, что величина $\overline{e^2}$, как было показано выше, довольно редко определяется шумом типа $1/f$ эмиттерного перехода, особенно при малых рабочих токах, а также то, что доля контактного шума коллектора возрастает при увеличении рабочего тока (как в величине $\overline{e^2}$, так и $\overline{i^2}$), и в этом случае следует отдать предпочтение условию холостого хода во входной цепи.

Обобщая два рассмотренных случая, можно сделать вывод, что для обнаружения шума, связанного с дефек-

тами контакта коллектора. следует обеспечивать на входе транзисторного каскада условия, близкие к холостому ходу, и задавать относительно высокий рабочий ток.

Проведенный анализ применим и к случаю дефектов, связанных с объемом эмиттера, базы и коллектора; если эти дефекты будут приводить к увеличению контактного шума, то последний будет учитываться соответственно источниками шума $\bar{e}_{\text{конт.э.}}^2$, $\bar{e}_{\text{конт.б.}}^2$ и $\bar{e}_{\text{конт.к.}}^2$.

Рассмотренные в настоящем параграфе источники шума, по-видимому, не будут учитывать шумов, обусловленных дефектами в объеме переходов эмиттер — база и коллектор — база. Такие дефекты также могут приводить к отказам транзисторов при температурных и механических перегрузках. Шумы этого рода будут проявлять себя так же, как и поверхностные шумы соответствующих переходов. Поэтому для определения условий выявления шумов, связанных с дефектами объема переходов, можно воспользоваться результатами анализа, проведенного в предыдущем параграфе. Следовательно, можно считать, что для выявления шума, вызываемого дефектами объема эмиттерного перехода, следует производить измерения при условии холостого хода во входной цепи и достаточно высоком токе эмиттера. Шумы, связанные с дефектами объема коллекторного перехода, будут проявляться наиболее сильно при условии холостого хода на входе и небольшом рабочем токе.

Подводя итог проведенному анализу, можно отметить, что шум, вызванный дефектами контактов и объема кристалла кремния, в зависимости от места его возникновения может проявляться как при короткозамкнутой, так и при разомкнутой входной цепи каскада на испытываемом транзисторе и значениях тока эмиттера, малых (ниже 100 мкА) и достаточно больших (1—3 мА).

Если производить измерения уровня шума или коэффициента шума при некотором промежуточном значении сопротивления источника сигнала, то аномально высокая величина шума может быть обусловлена дефектами любого из переходов или внутренних контактов, однако превышение уровня шума над некоторым средним может оказаться малозаметным. Для более четкого выявления транзисторов с дефектами структуры или контактов следует производить измерения шума при край-

них значениях сопротивления источника сигнала, обеспечивающих условия короткого замыкания и холостого хода по входной цепи.

20. ШУМЫ КАК СРЕДСТВО ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ ТРАНЗИСТОРОВ К ТЕМПЕРАТУРНЫМ И МЕХАНИЧЕСКИМ НАГРУЗКАМ

Имеющиеся результаты изучения связи низкочастотных шумов с надежностью транзисторов показывают, что повышенный уровень шума действительно может свидетельствовать о наличии в приборе механических дефектов, приводящих к катастрофическому отказу, особенно при действии механических или температурных нагрузок. Такой результат получен, например, при испытаниях кремниевых планарных транзисторов на воздействие термоциклов [36]. После каждого термоцикла производилось измерение эквивалентных шумовых параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2 на частоте 1000 Гц, а также токов $I_{к.б.0}$ и $I_{э.б.0}$. Результаты испытаний показали следующее. У многих транзисторов перед отказом (обрывом внутреннего вывода) наблюдалось увеличение эквивалентного шумового напряжения или эквивалентного шумового тока (или обоих сразу). Величины $I_{к.б.0}$ и $I_{э.б.0}$ каких-либо заметных изменений не имели вплоть до отказа транзистора. Отсутствие изменений токов $I_{к.б.0}$ и $I_{э.б.0}$ в определенной мере подтверждает предположение о том, что возрастание шумов происходит не из-за ухудшения состояния поверхности переходов, а вследствие появления дефектов в контактах. На рис. 42 приведены результаты измерения зависимости эквивалентного шумового тока от числа термоциклов для одного из отказавших транзисторов. Из рисунка видно, что определенное число термоциклов не изменило шума данного транзистора, однако воздействие следующего термоцикла привело к резкому увеличению величины $\sqrt{\bar{i}^2}$, после

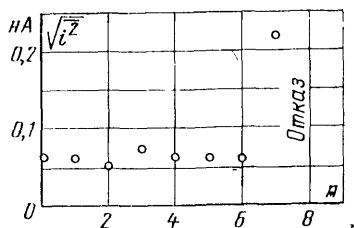


Рис. 42. Влияние числа термоциклов n на величину эквивалентного шумового тока транзистора, отказавшего после восьми термоциклов.

чего новый термоцикл вызвал отказ прибора. Необходимо заметить, что в связи с достаточной жесткостью воздействий отказы могут происходить и внезапно, без предшествующего роста шума.

Анализ величин шумовых параметров до воздействия серии термоциклов и результатов воздействия термоциклирования показал наличие корреляции между величинами шумовых параметров и вероятностью отказа транзистора. Так, рис. 43 иллюстрирует связь доли отказав-

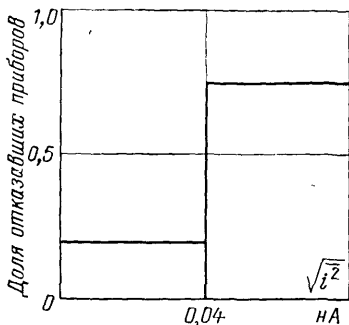


Рис. 43. Доля отказавших после серии термоциклов приборов у группы транзисторов с исходной величиной параметра $V i^2$ ниже критической и у транзисторов с исходной величиной параметра $V i^2$ от критической и выше.

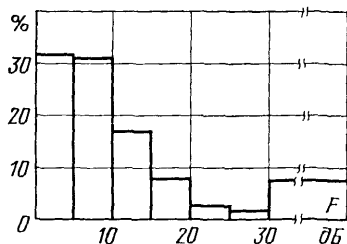


Рис. 44. Гистограмма распределения транзисторов по коэффициенту шума при невысокой величине сопротивления источника сигнала ($R_{\Gamma} = 300$ Ом; $I_{\Theta} = 3$ мА; $f = 1000$ Гц).

ших после нескольких термоциклов приборов с первоначальной величиной параметра $V i^2$, из которого видно, что доля отказавших транзисторов в группе с высоким уровнем $V i^2$ более чем в 3 раза выше, чем в группе с малым $V i^2$. (Большой процент выходов из строя объясняется тем, что испытывались экспериментальные транзисторы, обладающие пониженной устойчивостью к термоциклированию из-за несовершенства процесса покрытия кристалла компаундом.) У транзисторов другого типа более сильному росту перед отказом был подвержен параметр e^2 . При этом также было замечено, что у при-

боров с уровнем шумов, превышающим некоторый критический, больше вероятность отказа при испытаниях на термоциклирование: из семи приборов, у которых до испытаний величина $\sqrt{e^2/\Delta f}$ превышала выбранный критический уровень (0,04 мкВ/Гц^{1/2}), отказали пять приборов.

Еще более четкая корреляция аномально высокого уровня шума с отказами при испытаниях на механические воздействия обнаружена у кремниевых планарно-эпитаксиальных *p-n-p* транзисторов [38]. У испытываемых транзисторов предварительно измерялись основные параметры ($I_{к.б0}$, $I_{э.б0}$ и β) и коэффициент шума при сопротивлениях генератора 300 Ом и 30 кОм и токах эмиттера 50 мкА и 3 мА. Значения параметров $I_{к.б0}$, $I_{э.б0}$ и β соответствовали нормам на данные транзисторы. Коэффициент шума при выбранных условиях измерения характеризовался довольно широким разбросом. Распределение транзисторов по коэффициенту шума в одном из выбранных режимов характеризуется гистограммой, приведенной на рис. 44. Группа приборов в количестве 100 шт. с различными значениями коэффициента шума была подвергнута испытаниям на воздействие механических ударов. Из этой группы семь приборов имели аномально высокий коэффициент шума при $R_r = 300$ Ом (более 30 дБ). После испытания все семь транзисторов с коэффициентами шума более 30 дБ вышли из строя (катастрофический отказ). У остальных транзисторов отказов не было. Подобной корреляции при других сопротивлениях источника сигнала не наблюдалось.

Таким образом, из описанных экспериментальных результатов следует, что повышенный уровень шума у кремниевых планарных транзисторов, особенно в случае его измерения при надлежащим образом выбранных условиях, может свидетельствовать о наличии у этих приборов определенных механических дефектов контактных соединений. В этом случае с помощью измерения шумовых параметров могут быть отбракованы некачественные приборы.

УСЛОВИЯ МИНИМИЗАЦИИ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА ТРАНЗИСТОРОВ

21. ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА

При проектировании высокочувствительных каскадов предварительного усиления решающее значение имеет знание оптимальных условий, обеспечивающих получение минимального коэффициента шума транзисторов. Выбор оптимальных условий значительно усложняется тем, что коэффициент шума зависит от нескольких величин: частоты, внутреннего сопротивления источника сигнала, режима смещения транзистора. Заметим, что определение условий абсолютного минимума коэффициента шума по всем или нескольким переменным обычно не способствует задаче разработки конкретного усилителя определенного назначения, так как в последнем случае обычно одна или две из переменных заданы (например, сопротивление источника сигнала и рабочая частота) и менять можно лишь остальные переменные величины (например, рабочий ток).

В связи с этим в данной главе будут рассмотрены следующие характеристики: зависимости коэффициента шума от частоты в диапазоне звуковых частот при различных фиксированных значениях тока эмиттера и сопротивления источника сигнала; зависимости коэффициента шума от сопротивления источника сигнала на разных частотах и при разных значениях тока эмиттера; зависимости коэффициента шума от режима смещения по постоянному току на разных частотах и при различных сопротивлениях источника сигнала. Эти характеристики позволяют выбирать оптимальные рабочие условия при конструировании низкочастотных усилителей самого различного назначения, включая усилители нижних частот звукового диапазона. Приводимые результаты являются характерными для транзисторов с наиболее малыми шумами на низких частотах и прежде всего для малошумящих кремниевых планарных транзисторов типа КТ312, а также для германиевых транзисторов типа П28.

Кривые, характеризующие зависимости коэффициента шума малошумящих кремниевых планарных транзисторов от частоты при некоторых значениях тока эмиттера и сопротивления генератора 1 кОм, приведены на рис. 45. Как видно из рисунка, в нижней части звукового диапазона коэффициент шума обратно пропорционален частоте. Шум в этой области определяется действием источника шума типа $1/f$, связанного с рекомбинацией в эмиттерном переходе. Согласно результатам анализа, проведенного в гл. 1, мощность шума в нагрузке $R_{\text{н}}$, обусловленная шумом типа $1/f$, может быть выражена в следующем виде:

$$P_{\Phi} = \bar{i}_{\Phi, \text{э}}^2 \frac{\beta^2 (r_{\text{б}} + R_{\text{г}})^2 R_{\text{н}}}{(R_{\text{г}} + R_{\text{вх}})^2}. \quad (200)$$

Учитывая, что величина $\bar{i}_{\Phi, \text{э}}^2$ определяется формулой (88), можно записать:

$$P_{\Phi} = \frac{C}{f}, \quad (200a)$$

где C — некоторый коэффициент, не зависящий от частоты.

Тогда коэффициент шума с учетом шума типа $1/f$ будет равен:

$$F = 1 + \frac{P_{\text{бел}}}{P_{\text{Рг}} K_{\text{Р}}} + \frac{P_{\Phi}}{P_{\text{Рг}} K_{\text{Р}}}, \quad (201)$$

где $P_{\text{бел}}$ — мощность выходного шума, обусловленная источниками белого шума в транзисторе; $P_{\text{Рг}}$ — мощность теплового шума сопротивления источника сигнала на входе транзистора; $K_{\text{Р}}$ — коэффициент усиления по мощности.

Если можно пренебречь шумом типа $1/f$ по сравнению с белым шумом, т. е. если частоты достаточно высокие, то величина коэффициента шума будет равна:

$$F_{\text{бел}} = 1 + \frac{P_{\text{бел}}}{P_{\text{Рг}} K_{\text{Р}}}. \quad (202)$$

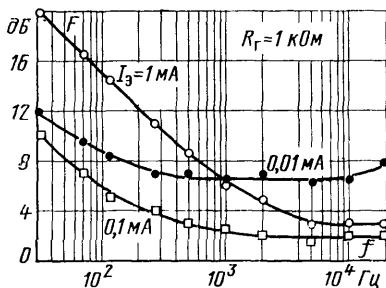


Рис. 45. Частотные характеристики коэффициента шума малошумящего кремниевого планарного транзистора при различных значениях тока эмиттера.

Таким образом, величины $R_{г.опт}$, полученные путем измерений или в результате расчета, могут использоваться только в том случае, когда требуется выбрать сопротивление, обеспечивающее получение минимального коэффициента шума для заданного тока эмиттера. Если же задано сопротивление источника сигнала, то следует устанавливать не тот ток эмиттера, при котором это сопротивление окажется оптимальным, а оптимальный ток эмиттера, который определяется по реальным зависимостям $F(I_э)$ или с помощью табл. 2.

Заметим, что на общий коэффициент шума многокаскадного усилителя, если не принять специальных мер, могут существенно повлиять шумы последующих каскадов усилителя и прежде всего второго. (Особенно существенным этот фактор может оказаться, если снижение рабочего тока приводит к значительному уменьшению коэффициента передачи тока.)

Поэтому при разработке мал шумящих усилителей необходимо обращать внимание на обеспечение низкого шума транзистора второго каскада. Требования к режиму смещения транзистора второго каскада можно переопределить следующим образом.

Будем считать, что шум на выходе первого каскада минимален, что имеет место при условии $R_г=0$ и отсутствии шума типа $1/f$. Если шумы второго каскада будут пренебрежимо малы в этом случае, то, очевидно, они будут тем более несущественны в случае более высоких уровней шума первого каскада. Шумовой ток в нагрузке первого каскада, обусловленный шумами этого каскада, как следует из расчетов гл. 1, в этом случае равен:

$$\bar{i}_{н1}^2 = \frac{\beta_1^2 \bar{e}_{61}^2}{R_{вх1}^2} + \bar{i}_{к1}^2; \quad (223)$$

здесь индекс 1 обозначает характеристики транзистора первого каскада.

Первым условием возможности пренебрежения шумами второго каскада является

$$\frac{\beta_1^2 \bar{e}_{61}^2}{R_{вх1}^2} + \bar{i}_{к1}^2 \gg \bar{i}_2^2, \quad (224)$$

где \bar{i}_2^2 — эквивалентный шумовой ток второго транзистора; индекс 2 здесь и далее будет обозначать параметры и режим транзистора второго каскада.

Нахождение такой точки на частотных характеристиках коэффициента шума довольно неудобно, особенно если учесть, что коэффициент шума обычно выражается в логарифмических единицах — децибелах.

Из графика (рис. 45) можно заметить, что характеристическая частота шума типа $1/f$ зависит от величины тока эмиттера. Для анализа поведения частоты $f_{\phi, \text{гр}}$ получим выражение, связывающее эту частоту с величиной рабочего тока и параметрами транзистора. Воспользуемся результатами расчета, проведенного в гл. 1. Коэффициент шума связан с эквивалентным шумовым напряжением $\overline{e^2}$ и эквивалентным шумовым током $\overline{i^2}$ следующим выражением:

$$F = 1 + \frac{\overline{e^2} + \overline{i^2} R_r^2 + 2c \sqrt{\overline{e^2} \overline{i^2}} R_r}{4kTR_r \Delta f}. \quad (205)$$

Подставляя в (205) формулы для величин $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$, можно выразить коэффициент шума $F_{\text{бел}}$ в области белого спектра в следующей форме:

$$F_{\text{бел}} \approx 1 + \frac{2kTr_6 + \frac{qI_{\kappa}}{B}(r_6^2 + R_r^2) + \frac{k^2 T^2}{qI_{\kappa}}}{2kTR_r}. \quad (206)$$

Коэффициент шума, определяемый действием источника шума типа $1/f$, получим аналогичным образом:

$$F_{\phi} \approx \frac{KI_{\kappa}^n (r_6^2 + R_r^2 + 2c_{\phi} r_6 R_r)}{4kTR_r B^n f}, \quad (207)$$

где c_{ϕ} — коэффициент корреляции параметров $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$ в области шума типа $1/f$.

Тогда, учитывая, что на частоте $f = f_{\phi, \text{гр}}$ должно выполняться условие $F_{\phi} = F_{\text{бел}}$, можно получить следующее выражение для граничной частоты шума типа $1/f$:

$$f_{\phi, \text{гр}} \approx \frac{KI_{\kappa}^n (r_6^2 + R_r^2 + 2c_{\phi} r_6 R_r)}{4kTB^n \left(r_6 + R_r + \frac{kT}{2qI_{\kappa}} \right) + 2qI_{\kappa} B^{n-1} (r_6^2 + R_r^2)}. \quad (208)$$

Анализ выражения (208) показывает, что при уменьшении рабочего тока частота $f_{\phi, \text{гр}}$ снижается. Это можно пояснить следующим образом. Из рассмотрения формул (206) — (208) и при изучении кривых, приведенных на рис. 45, можно заметить, что снижение уровня шума типа $1/f$ способствует уменьшению частоты $f_{\phi, \text{гр}}$, а сни-

жение уровня белого шума — увеличению. Интенсивность шума типа $1/f$ монотонно уменьшается при снижении рабочего тока. В то же время белый шум, как показано в гл. 1, характеризуется параболической зависимостью от рабочего тока. В области токов выше оптимального для шумов белого спектра уровень белого шума падает при снижении тока эмиттера вследствие уменьшения дробового шума тока базы. Это в принципе способствует росту частоты $f_{ф.гр}$. Но в то же время уменьшается и шум типа $1/f$, причем более резко, чем дробовой шум тока базы. Следовательно, в этой области токов частота $f_{ф.гр}$ должна падать при снижении тока эмиттера. В области рабочих токов ниже оптимального снижение тока эмиттера приводит к уменьшению шума типа $1/f$ и увеличению белого шума, поэтому очевидно, что и в этой области токов характеристическая частота фликкер-шума уменьшается при снижении тока эмиттера.

Из формулы (208) следует также, что частота $f_{ф.гр}$ при заданном рабочем токе зависит от сопротивления R_r , причем эта зависимость может иметь параболический характер. Это подтверждается приведенными на рис. 47 частотными характеристиками коэффициента шума для нескольких значений сопротивления генератора. Например, из рис. 47 можно заметить, что уменьшение сопротивления R_r от 5 кОм до 500 Ом приводит к заметному снижению частоты $f_{ф.гр}$; но при сопротивлении $R_r = 50$ Ом характеристическая частота шума типа $1/f$ уже несколько выше, чем при $R_r = 500$ Ом.

Следует отметить, что так как транзисторы с различным уровнем шума типа $1/f$ обычно отличаются величиной коэффициента K (см. § 9), то согласно формуле (208) частота $f_{ф.гр}$ зависит от уровня шума типа $1/f$ и при прочих равных условиях может иметь различные значения даже для транзисторов одного типа. Это подтверждается приведенными на рис. 48 характеристиками распределения кремниевых планарных транзисторов по коэффициенту шума на частотах 30 и 1000 Гц. Действительно, если бы частота 1000 Гц, так же как и 30 Гц, для всех транзисторов лежала в области фликкер-шума, то согласно зависимости $1/f$ обе кривые должны следовать одному и тому же закону и были бы сдвинуты одна относительно другой по оси абсцисс на величину около 15 дБ. На самом же деле это условие

выполняется лишь для верхних участков кривых (начиная с величины 6 дБ для кривой 1000 Гц). Сближение кривых для низких значений коэффициента шума показывает, что транзисторам с меньшими коэффициентами шума на частоте 1000 Гц соответствуют более низкие частоты границы шума типа $1/f$.

Таким образом, можно считать, что величина коэффициента шума на частоте 1000 Гц определяется тем, какое относительное значение имеет на этой частоте фликкер-шум. А относительное значение фликкер-шума характеризуется частотой $f_{\text{ф гр}}$. Для транзисторов данного типа (рис. 48) с коэффициентами шума ниже 6 дБ при

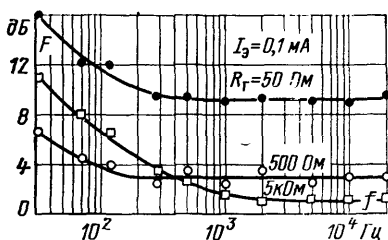


Рис. 47. Частотные характеристики коэффициента шума малошумящего кремнивого планарного транзистора при различных сопротивлениях источника сигнала.

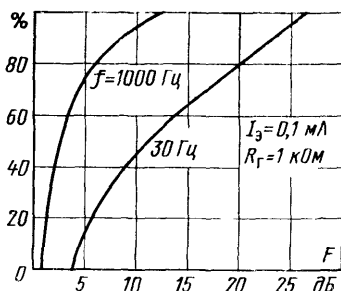


Рис. 48. Интегральные кривые распределения коэффициента шума кремниевых планарных эпитаксиальных $p-n-p$ транзисторов на частотах 30 и 1000 Гц.

заданных условиях частота 1000 Гц находится или в переходной области между областями шума типа $1/f$ и белого шума (см. § 18) или в области белого шума. Для приборов с коэффициентом шума выше 6 дБ частота 1000 Гц оказывается в области, где преобладает шум типа $1/f$.

Заметим, наконец, что обычно у транзисторов с малыми шумами на низких частотах при условиях, достаточно близких к оптимальным, характеристическая частота шума типа $1/f$ имеет величину меньше 1000 Гц, однако при увеличении рабочего тока и сопротивления источника сигнала эта частота может достигать нескольких килогерц.

Как известно, при повышении частоты в некоторой области верхних частот коэффициент шума

растет [5, 7]. Это объясняется возрастанием доли собственных шумов транзистора в полном шуме на выходе транзистора при уменьшении коэффициента передачи тока, что можно видеть из формулы для коэффициента шума, выраженного через источники шума:

$$F = 1 + \frac{(R_r + R_{вх})^2}{\beta^2 \bar{e}_{R_r}^2} \left(\frac{\beta^2 \bar{e}_\delta^2}{(R_r + R_{вх})^2} + \frac{\beta^2 \bar{i}_\delta^2 (R_r + r_\delta)^2}{(R_r + R_{вх})^2} + \bar{i}_k^2 \right). \quad (209)$$

Из выражения (209) следует, что вызываемое частотным спадом коэффициента передачи тока уменьшение той части выходной мощности шума, которая обусловлена тепловым шумом сопротивления источника сигнала, оказывается более значительным, чем уменьшение мощности собственных шумов транзистора, так как влияние дробового шума тока коллектора на выходную мощность шума не связано с коэффициентом передачи тока.

Как показывают результаты измерений, при малых токах эмиттера подъем коэффициента шума из-за спада коэффициента передачи может наблюдаться даже в звуковом диапазоне [39]. Причина этого заключается в том, что граничная частота коэффициента передачи тока уменьшается при снижении тока эмиттера, и если при токах эмиттера выше 1 мА частота f_T для кремниевых планарных транзисторов имеет величину в десятки мегагерц, то при токе 10 мкА она падает до величин 2—3 МГц [32]. Для оценки зависимости коэффициента шума от частоты более важна предельная частота коэффициента передачи тока f_β , т. е. частота, на которой коэффициент β имеет величину на 3 дБ ниже своего значения β_0 на горизонтальном участке частотной характеристики. Эта частота в области микротоков может быть приближенно оценена с помощью формулы

$$f_\beta \approx \frac{1}{2\pi\beta_0 r_\beta (C_\epsilon + C_k)}, \quad (210)$$

где C_ϵ , C_k — зарядные емкости эмиттерного и коллекторного переходов соответственно.

Оценка с помощью формулы (210), так же как и результаты непосредственных измерений, показывает, что

при токе эмиттера 10 мкА частота f_p имеет величину несколько десятков кГц и может быть даже меньше 20 кГц. Следовательно, связанный с частотным спадом коэффициента передачи тока рост коэффициента шума при токах эмиттера 10 мкА и меньше может наблюдаться на частотах ниже 20 кГц. Этот вывод иллюстрируется графиком на рис. 45: при токе эмиттера, равном 10 мкА, подъем коэффициента шума начинается уже в области звуковых частот, в то время как при токах 100 мкА и 1 мА высокочастотного подъема коэффициента шума в звуковом диапазоне не наблюдается.

Оценку влияния сопротивления источника сигнала на рост коэффициента шума, вызванный частотным спадом коэффициента передачи тока, можно также произвести с помощью выражения (209) для коэффициента шума в области белого шума. Нетрудно заметить, что относительная роль шума источника \bar{i}_n^2 , определяющего возрастание коэффициента шума при повышении частоты, увеличивается с ростом сопротивления R_r . Это значит, что область высокочастотного подъема коэффициента шума при увеличении сопротивления источника сигнала будет сдвигаться в сторону низких частот. Из этих рассуждений и из рис. 47, в частности, следует, что при токе эмиттера 100 мкА с уменьшением сопротивления R_r от 5 кОм до 500 Ом минимальный (по частотной характеристике) коэффициент шума несколько увеличивается, но этот минимум, т. е. область белого шума, становится шире по диапазону частот.

Необходимо обратить внимание на то, что коэффициент шума в диапазоне низких частот может зависеть не только от частоты, но и от ширины полосы. Чтобы показать это, рассмотрим выражение, связывающее усредненный коэффициент шума в широкой полосе $F_{\text{шир}}$ с коэффициентом шума в узкой полосе F при независимом от частоты коэффициенте усиления [1]:

$$F_{\text{шир}} = \frac{1}{\Delta f} \int_{f_1}^{f_2} F df, \quad (211)$$

где f_1 и f_2 — соответственно нижняя и верхняя границы полосы пропускания.

Если учитывать, что частотная характеристика коэффициента шума в диапазоне низких частот описывается

формулой (204a), выражение для усредненного коэффициента шума будет иметь следующий вид:

$$F_{\text{шир}} = \frac{1}{\Delta f} \int_{f_1}^{f_2} F_{\text{бел}} \left(1 + \frac{f_{\Phi, \text{гр}}}{f} \right) df. \quad (211a)$$

Вычисление этого интеграла произведем для различных участков частотной характеристики коэффициента шума.

Нетрудно заметить, что на частотах области белого шума, которую будем считать расположенной выше частоты $10 f_{\Phi, \text{гр}}$, коэффициент шума от ширины полосы не зависит.

В области частот, на которых можно пренебречь относительной ролью белого шума по сравнению с фликкер-шумом, т. е. на частотах $f < 0,1 f_{\Phi, \text{гр}}$, выражение для коэффициента $F_{\text{шир}}$ может быть записано в следующем виде:

$$F_{\text{шир}} \approx \frac{1}{\Delta f} \int_{f_1}^{f_2} F_{\text{бел}} \frac{f_{\Phi, \text{гр}}}{f} df;$$

здесь $f_1 < f_2 < 0,1 f_{\Phi, \text{гр}}$.

Проводя вычисление интеграла, получаем:

$$F_{\text{шир}} \approx F_{\text{бел}} \frac{f_{\Phi, \text{гр}}}{\Delta f} \ln \frac{f_2}{f_1}, \quad (212)$$

или

$$F_{\text{шир}} \approx F_{\text{бел}} \frac{f_{\Phi, \text{гр}}}{\Delta f} \ln \frac{f_0 + \frac{\Delta f}{2}}{f_0 - \frac{\Delta f}{2}}, \quad (212a)$$

где

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}.$$

Прибегая к разложению в ряд Тэйлора, получаем при $\Delta f < f_0$:

$$\ln \frac{f_0 + \frac{\Delta f}{2}}{f_0 - \frac{\Delta f}{2}} \approx \frac{\Delta f}{f_0},$$

тогда, подставляя этот результат, упростим формулу (212a):

$$F_{\text{шир}} \approx F_{\text{бел}} \frac{f_{\Phi, \text{гр}}}{f_0}. \quad (213)$$

Отсюда следует, что в области, где доминирует шум типа $1/f$, коэффициент шума не зависит от ширины полосы пропускания, если последняя достаточно узка. Если же полоса Δf близка к частоте f_0 или превышает ее, то, как показывает анализ выражения (212), коэффициент $F_{\text{шир}}$ растет с увеличением полосы Δf .

Если полоса включает частоты, на которых мощности белого шума и шума типа $1/f$ имеют один порядок величины, т. е. при $0,1 f_{\text{ф.гр}} < f_1 < 10 f_{\text{ф.гр}}$ или $0,1 f_{\text{ф.гр}} < f_2 < 10 f_{\text{ф.гр}}$, коэффициент $F_{\text{шир}}$ равен:

$$F_{\text{шир}} \approx F_{\text{бел}} \left(1 + \frac{f_{\text{ф.гр}}}{\Delta f} \ln \frac{f_2}{f_1} \right). \quad (214)$$

Из этого выражения следует, что в области, промежуточной между областями шума типа $1/f$ и белого шума, так же как и в области шума типа $1/f$, коэффициент шума не зависит от ширины полосы при $\Delta f < f_0$ и растет с увеличением полосы при $\Delta f > f_0$.

Таким образом, во избежание увеличения коэффициента шума следует устанавливать ширину полосы не выше, чем это требуется от данной схемы, особенно при работе на частотах, на которых проявляется шум типа $1/f$.

Наконец, рассмотрим усредненный коэффициент шума всего диапазона звуковых частот, который может оцениваться также по формуле (214) или, если $f_1 \leq 0,1 f_{\text{ф.гр}} < 10 f_{\text{ф.гр}} < f_2$, с помощью такого выражения:

$$F_{\text{шир}} \approx \frac{F_{\text{бел}}(f_2 - 0,1 f_{\text{ф.гр}})}{\Delta f} + \frac{F_{\text{бел}} f_{\text{ф.гр}}}{\Delta f} \ln \frac{10 f_{\text{ф.гр}}}{f_1}. \quad (215)$$

Численная оценка выражения (215) показывает, что при достаточно низкой частоте $f_{\text{ф.гр}}$ (не выше нескольких сотен герц) коэффициент $F_{\text{шир}}$ приближается к величине коэффициента шума в области белого спектра. Например, если полоса частот усилителя составляет 20—15 000 Гц и $f_{\text{ф.гр}} = 300$ Гц, то коэффициент $F_{\text{шир}}$ будет лишь на 0,5 дБ выше коэффициента $F_{\text{бел}}$, хотя коэффициент шума на частоте 20 Гц будет превышать величину $F_{\text{бел}}$ на 12 дБ. Следовательно, усредненный коэффициент шума малошумящих кремниевых планарных транзисторов в диапазоне звуковых частот при рабочих условиях, близких к оптимальным, приближается по величине к коэффициенту шума в области белого спектра.

22. ВЫБОР СОПРОТИВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКА СИГНАЛА

Коэффициент шума транзисторов имеет минимальную для данного режима смещения величину при некотором сопротивлении источника сигнала. Характер зависимости коэффициента шума от сопротивления R_{Γ} при разных токах эмиттера на частотах нижней и верхней части звукового диапазона иллюстрируется кривыми на рис. 49. Как видно из рис. 49, оптимальное сопротивление источника сигнала $R_{\Gamma, \text{опт}}$ растет при уменьшении тока эмиттера как на частотах белого шума, так и в области действия шума типа $1/f$, особенно при токах ниже 200 мкА. Можно также заметить, что величина $R_{\Gamma, \text{опт}}$ уменьшается при снижении частоты от области белого шума к области шума типа $1/f$. Это объясняется тем, что соответствующие шумы белого спектра и шум типа $1/f$ возникают в разных областях структуры транзистора, поэтому различными являются и сопротивления генератора $R_{\Gamma, \text{опт}}$, при которых

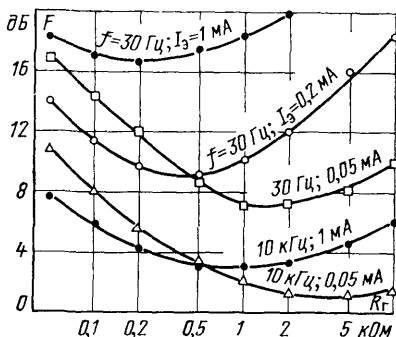


Рис. 49. Зависимости коэффициента шума малошумящего кремниевое планарного транзистора от сопротивления источника сигнала.

относительная роль этих шумов минимальна (см. гл. 1).

В области, переходной от области шума типа $1/f$ к белому шуму, сказываются источники того и другого типа, поэтому сопротивление $R_{\Gamma, \text{опт}}$ в этой области имеет промежуточные значения между оптимальными сопротивлениями для области шума типа $1/f$, $R_{\Gamma, \text{опт. ф.}}$ и белого шума, $R_{\Gamma, \text{опт. бел.}}$. Величина $R_{\Gamma, \text{опт}}$ на участке между областями белого шума и шума типа $1/f$ определяется относительной величиной шума типа $1/f$ в этой области, т. е. можно записать:

$$R_{\Gamma, \text{опт}} = R_{\Gamma, \text{опт. бел}} + (R_{\Gamma, \text{опт. бел}} - R_{\Gamma, \text{опт. ф.}}) \frac{P_{\text{ф}}}{P_{\text{ф}} + P_{\text{бел}} + P_{R_{\Gamma}} K_P}.$$

Из выражения (203) следует, что

$$\frac{P_{\text{ф}}}{P_{\text{ф}} + P_{\text{бел}} + P_{R_{\Gamma}} K_P} = \frac{f_{\text{ф. гр. опт}}}{f + f_{\text{ф. гр. опт}}},$$

где $f_{\text{ф. гр. опт}}$ — характеристическая частота шума типа $1/f$ для кривой $F_{\text{опт}}(f)$.

Тогда частотная зависимость оптимального сопротивления источника сигнала выразится следующей формулой:

$$R_{\text{г. опт}} = \frac{R_{\text{г. опт. бел}} f + R_{\text{г. опт. ф}} f_{\text{ф. гр. опт}}}{f + f_{\text{ф. гр. опт}}}. \quad (216)$$

Или с учетом формул для сопротивления $R_{\text{г. опт}}$, полученных в § 5,

$$R_{\text{г. опт}} = \frac{[2r_6 r_3 (B + 1) + r_3^2 B]^{1/2} f + r_6 f_{\text{ф. гр. опт}}}{f + f_{\text{ф. гр. опт}}}. \quad (217)$$

Частоту $f_{\text{ф. гр. опт}}$ с достаточной точностью можно определить по частотной характеристике, полученной сложением кривых

$$F = 1 + F'_{\text{бел}} \frac{f'_{\text{ф. гр}}}{f}$$

и

$$F = F''_{\text{бел}} :$$

где $F'_{\text{бел}}$ — коэффициент шума в области белого спектра при $R_{\text{г}} = R_{\text{г. опт. ф}}$; $f'_{\text{ф. гр}}$ — характеристическая частота шума типа $1/f$ при $R_{\text{г}} = R_{\text{г. опт. ф}}$; $F''_{\text{бел}}$ — коэффициент шума в области белого спектра при $R_{\text{г}} = R_{\text{г. опт. бел}}$.

Величину сопротивления $R_{\text{г. опт}}$ определяют опытным или расчетным путем (например, с помощью формул, полученных в § 5). При выборе сопротивления $R_{\text{г. опт}}$ на различных частотах звукового диапазона можно руководствоваться усредненными данными табл. 1, которые получены по результатам экспериментальных исследований мал шумящих кремниевых планарных транзисторов.

Неравенство величин оптимального сопротивления источника сигнала для верхних и нижних частот звукового диапазона затрудняет задачу выбора $R_{\text{г}}$ для получения минимального узкополосного коэффициента шума на всех частотах звукового диапазона при проектировании широкополосных усилителей. Например, если для транзистора, характеристики которого приведены на графике рис. 49, при токе эмиттера 200 мкА установить величину $R_{\text{г}}$ равной $R_{\text{г. опт. бел}}$, то коэффициент шума на частоте 30 Гц будет на 4 дБ превышать значение, которое могло бы быть получено при $R_{\text{г}}$, рав-

Таблица 1

I_{Σ} , мкА	$R_{г. \text{ опт.}}$, кОм		
	$f = 30$ Гц	$f = 1$ кГц	$f_{\Sigma} = 10$ кГц
10	10	15	20
100	0,5	1	2—3
1000	0,2	0,2—0,5	0,4—0,6

ном $R_{г. \text{ опт.}}$ ф. Однако результаты измерений показывают, что величина оптимального сопротивления источника сигнала значительно более критична для области шума типа $1/f$ по сравнению с областью белого шума. Учитывая это, при проектировании широкополосных предварительных усилителей, для которых величина коэффициента шума важна на всех частотах, целесообразно выбирать сопротивление $R_{г.}$ близким к оптимальному для нижних частот звукового диапазона.

Оптимальное сопротивление источника сигнала для усредненного коэффициента шума $R_{г. \text{ опт. шир}}$ в широкой полосе определяется соотношением мощностей белого шума и шума типа $1/f$ в данной полосе, т. е. можно записать:

$$R_{г. \text{ опт. шир}} = R_{г. \text{ опт. ф}} + (R_{г. \text{ опт. бел}} - R_{г. \text{ опт. ф}}) \frac{P_{\Sigma \text{ бел}}}{P_{\Sigma \text{ бел}} + P_{\Sigma \text{ ф}}}, \quad (218)$$

где $P_{\Sigma \text{ бел}}$ и $P_{\Sigma \text{ ф}}$ — мощность выходного шума, определяемая действием источников белого шума и шума типа $1/f$ соответственно.

Мощность шума типа $1/f$ в узкой полосе определяется следующим выражением:

$$P_{\text{ф}} = (F_{\text{ф}} - 1) P'_{R_{г.}} \Delta f,$$

где $P'_{R_{г.}}$ — спектральная плотность мощности шума в нагрузке, обусловленного тепловым шумом сопротивления источника сигнала.

Тогда с учетом частотной зависимости коэффициента шума мощность шума типа $1/f$ в данной полосе равна:

$$P_{\Sigma \text{ ф}} = \int_{f_1}^{f_2} \frac{(F_{\text{ф}1} - 1) f_{\text{ф}1}}{f} P'_{R_{г.}} df,$$

где $F_{\text{ф}1}$ — величина коэффициента шума, измеренная на некоторой частоте $f_{\text{ф}1}$, находящейся при данных рабочих условиях в области шума типа $1/f$.

Вычисляя интеграл, получаем:

$$P_{\Sigma \text{ ф}} = (F_{\text{ф}1} - 1) P'_{R_{г.}} f_{\text{ф}1} \ln \frac{f_2}{f_1}. \quad (219)$$

Аналогичные операции приводят к следующему выражению для спектральной мощности белого шума, включая тепловой шум сопротивления источника сигнала:

$$P_{\Sigma \text{ бел}} = F_{\text{бел}} P'_{R_{\Gamma}} (f_2 - f_1). \quad (220)$$

Подставляя выражения (219) и (220) в (218), получаем:

$$R_{\Gamma, \text{ опт. шир}} = R_{\Gamma, \text{ опт. ф}} + (R_{\Gamma, \text{ опт. бел}} - R_{\Gamma, \text{ опт. ф}}) \times \left(1 + \frac{(F_{\text{ф1}} - 1) f_{\text{ф1}}}{F_{\text{бел}} (f_2 - f_1)} \ln \frac{f_2}{f_1} \right)^{-1}. \quad (221)$$

Можно получить выражение для сопротивления $R_{\Gamma, \text{ опт. шир}}$ и через характеристическую частоту фликкер-шума $f_{\text{ф. гр}}$; это выражение имеет следующий вид:

$$R_{\Gamma, \text{ опт. шир}} = R_{\Gamma, \text{ опт. ф}} + (R_{\Gamma, \text{ опт. бел}} - R_{\Gamma, \text{ опт. ф}}) \times \left(1 + \frac{f_{\text{ф. гр}}}{f_2 - f_1} \ln \frac{f_2}{f_1} \right)^{-1}, \quad (221a)$$

или, если подставить сюда выражения для оптимальных сопротивлений источника сигнала,

$$R_{\Gamma, \text{ опт. шир}} \approx r_6 + \{ [2r_6 r_9 (B + 1) + r_9^2 B]^{1/2} - r_6 \} \times \left(1 + \frac{f_{\text{ф. гр}}}{f_2 - f_1} \ln \frac{f_2}{f_1} \right)^{-1}. \quad (222)$$

Строго говоря, в формулы (221), (221a) и (222) надо подставлять величины $F_{\text{ф1}}$, $f_{\text{ф1}}$, $F_{\text{бел}}$, $f_{\text{ф. гр}}$ для $R_{\Gamma} = R_{\Gamma, \text{ опт. шир}}$, но, учитывая, что обычно большая часть полосы широкополосного усилителя приходится на область белого шума, для вычисления сопротивления $R_{\Gamma, \text{ опт. шир}}$ можно использовать перечисленные величины, полученные для $R_{\Gamma} = R_{\Gamma, \text{ опт. бел}}$.

Приближенная оценка показывает, что при полосе, охватывающей весь звуковой диапазон, и частоте $f_{\text{ф. гр}}$, не превышающей нескольких сотен герц (что выполняется для мал шумящих кремниевых планарных транзисторов и транзисторов типа П28 в режимах, близких к оптимальным), величина $R_{\Gamma, \text{ опт. шир}}$ близка к $R_{\Gamma, \text{ опт. бел}}$.

В случае, когда реальное сопротивление источника сигнала сильно отличается от оптимального, нельзя добиться снижения коэффициента шума путем подключения к источнику сигнала (последовательно или параллельно) внешних резисторов для получения результирующего сопротивления генератора, равного оптимальному. Например, если при $R_{\Gamma} < R_{\Gamma, \text{ опт}}$ подключить последовательно с источником сигнала резистор, дающий в сумме с сопротивлением R_{Γ} величину, равную $R_{\Gamma, \text{ опт}}$, то это приведет только к очевидному уменьшению коэффициента усиления каскада по напряжению и ухудшению коэффициента шума. Последнее нетрудно заметить с помощью, например, формулы (6). Параметры e^2 и i^2 не

изменяться при подключении резистора последовательно с генератором, так как являются внутренними характеристиками транзистора. Если принять во внимание, что при подключении последовательно с сопротивлением генератора R_r дополнительного сопротивления $R_{доп}$ коэффициент шума должен по-прежнему соотносить полную мощность шумов с мощностью шума, генерируемого в истинном сопротивлении генератора, формула для коэффициента шума примет такой вид:

$$F = \frac{4kT(R_r + R_{доп})\Delta f + \overline{e^2} + \overline{i^2}(R_r + R_{доп})^2}{4kTR_r\Delta f},$$

т. е. коэффициент шума при подключении к генератору внешнего резистора действительно растет.

Аналогично этому можно показать, что в случае, когда $R_r > R_{r, \text{опт}}$, произойдет ухудшение коэффициента шума, если для обеспечения условия $R_r = R_{r, \text{опт}}$ подключить внешний резистор параллельно источнику сигнала. Здесь же надо обратить внимание и на то, что цепи базового смещения транзистора по постоянному току, шунтирующие источник сигнала, также будут увеличивать коэффициент шума. Поэтому эти сопротивления должны быть достаточно велики, чтобы не оказывать шунтирующего действия по отношению к источнику сигнала.

Обратим также внимание на то, что улучшение коэффициента шума в случае значительной разницы величин реального и оптимального сопротивлений источника сигнала не достигается и при использовании схем включения с общей базой и общим коллектором. Например, если сопротивление R_r много ниже оптимального, то замена схемы с общим эмиттером схемой с общей базой не приводит к снижению коэффициента шума, хотя входное сопротивление второй схемы значительно ниже, чем у первой. Это объясняется тем, что параметры $\overline{e^2}$ и $\overline{i^2}$, являющиеся собственными характеристиками транзистора, не зависят от схемы его включения. Поэтому одинаковы для всех схем включения и параметры $R_{r, \text{опт}}$, $F_{\text{мин}}$ и F . Значит, если вследствие сильного рассогласования по шумам коэффициент шума для данного R_r очень велик, то изменение схемы включения транзистора, не меняя условий согласования по шумам, не может уменьшить и коэффициент шума.

Не позволяет улучшить условия согласования по шумам и введение в схему обратных связей. Например, как следует из результатов экспериментов [40], использование отрицательной обратной связи может привести только к некоторому увеличению коэффициента шума каскада.

Для уменьшения коэффициента шума при сильном различии величин сопротивления источника сигнала и сопротивления $R_{г.опт}$ в принципе может быть использован входной согласующий трансформатор¹ [14]. Если считать трансформатор идеальным, то в его вторичной обмотке отношение сигнала к шуму останется тем же, что и в первичной, а сопротивление генератора, приведенное к входным зажимам усилителя, будет равно $n^2 R_g$, где n — отношение числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки.

Тогда можно обеспечить условие согласования по шумам, если выбрать коэффициент трансформации таким, чтобы $n^2 R_g$ было близко к величине $R_{г.опт}$. Однако практическое применение согласующих трансформаторов (особенно в случаях высоких сопротивлений генератора) затруднено наличием в реальных трансформаторах собственных шумов, их ограниченной полосой пропускания, высокой чувствительностью к вибрациям и помехам от внешних магнитных полей и т. д.

23. ЗАВИСИМОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА ОТ РЕЖИМА СМЕЩЕНИЯ

Наиболее простым и доступным способом минимизации коэффициента шума транзисторного усилителя является задание оптимального режима смещения по постоянному току. Поэтому рассмотрим характер и особенности зависимости коэффициента шума транзисторов от напряжения на коллекторе и тока эмиттера.

Коэффициент шума малошумящих кремниевых планарных транзисторов не имеет ощутимой зависимости от напряжения между коллектором и эмиттером (в пределах 1—10 В) во всем диапазоне частот от 30 Гц до 20 кГц независимо от величины тока эмиттера и сопро-

¹ Иногда, особенно в интегральных схемах, для согласования по шумам низкоомных источников сигнала, т. е. при $R_g < R_{г.опт}$, применяется параллельное включение транзисторов [41].

тивления источника сигнала (рис. 50). То же самое можно сказать и о транзисторах типа П28 [42]. Поэтому в зависимости от конкретных условий и требований при конструировании малошумящих усилителей можно устанавливать любое напряжение в пределах от 1 до 8—10 В.

Как известно, коэффициент шума транзисторов довольно сильно зависит от тока эмиттера. Однако приводимые в литературе данные и соответствующие рекомендации обычно относятся к случаю, когда $R_T = 600 \text{ Ом}$,

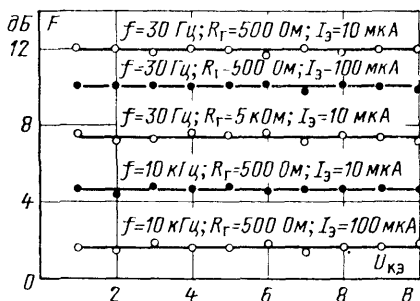


Рис. 50. Зависимости коэффициента шума малошумящего кремниевого планарного транзистора от напряжения коллектор — эмиттер.

а токи эмиттера превышают 100 мкА. Здесь мы рассмотрим результаты изучения зависимостей коэффициента шума от тока эмиттера при разных величинах R_T и в диапазоне токов от 10 мкА до 1 мА.

Кривые, характеризующие зависимость коэффициента шума малошумящего кремниевого планарного транзистора от тока эмиттера на частоте нижней части звукового диапазона (30 Гц) и на частоте области белого шума (10 кГц) при некоторых величинах сопротивления источника сигнала, приведены на рис. 51. При изменении масштаба по оси ординат приведенный график может характеризовать зависимость коэффициента шума от рабочего тока других типов малошумящих низкочастотных транзисторов. Как видно из рисунка, коэффициент шума имеет близкую к параболической зависимость от тока эмиттера как в области белого шума, так и на частотах нижней части звукового диапазона, где

проявляется действие шума типа $1/f$. Это значит, что и в области действия шума типа $1/f$ ток эмиттера надо снижать не до минимально возможной величины, как иногда рекомендуют, а лишь до вполне определенной величины, зависящей от сопротивления R_r [43]. Например, как видно из рис. 51, при $R_r=50$ Ом величина оптимального тока эмиттера для частоты 30 Гц имеет сравнительно высокую величину — около 200 мкА.

Таким образом, минимальный коэффициент шума для заданного сопротивления генератора R_r и частоты f может быть достигнут путем установления определенного тока эмиттера. Величины оптимального тока эмиттера $I_{э, \text{опт}}$ для малошумящих кремниевых планарных транзисторов обычно близки к значениям, приведенным в табл. 2 и полученным в результате анализа экспериментальных данных.

При выборе тока эмиттера следует учитывать, что величина $I_{э, \text{опт}}$ не очень критична, поэтому при отклонении тока эмиттера по крайней мере в 1,5 раза относительно величины, указанной в табл. 2, коэффициент шума существенных изменений не претерпевает.

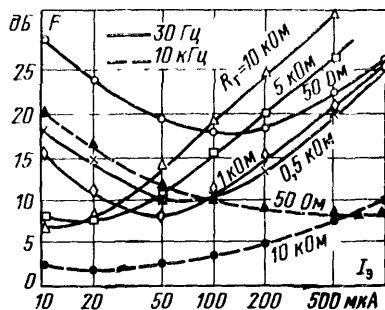


Рис. 51. Типичные зависимости коэффициента шума малошумящего кремниевых планарного транзистора от тока эмиттера.

Таблица 2

R_r , кОм	$I_{э, \text{опт}}$, мкА				
	$f = 30$ Гц	$f = 120$ Гц	$f = 500$ Гц	$f = 1000$ Гц	$f = 10\,000$ Гц
0,05	200	300	500	500	500
0,2	150	200	200	200	400
0,5	100	100	150	150	200
1	50	50	100	100	200
2	20	20	50	50	100
5	20	20	50	50	50
10	10	10	20	20	20

Можно пользоваться данными табл. 2 и при выборе режима в случае транзисторов типа П28, а также и других низкочастотных маломощных транзисторов. Но в этом случае необходимо учитывать, что токи ниже 100 мкА реально осуществимы только для кремниевых планарных транзисторов, так как последние имеют очень малые обратные токи. Для транзисторов типа П28, если в соответствии с табл. 2 рекомендуются очень малые токи эмиттера, следует устанавливать минимальный ток, величина которого совместима с другими требованиями к схеме (например, требованием стабильности). Однако ухудшение отношения сигнал/шум в этом случае может быть довольно значительным, например на частоте 30 Гц при $R_r=10$ кОм коэффициент шума, соответствующий току $I_a=10$ мкА, более чем на 10 дБ меньше коэффициента шума, если $I_a=100$ мкА. Так как очень низкие токи эмиттера требуются для высоких сопротивлений генератора R_r , то из этого следует, что кремниевые планарные транзисторы обладают наибольшими преимуществами перед транзисторами типа П28 и другими при усилении слабых сигналов от высокоомных источников. При малых и средних сопротивлениях источника сигнала маломощные кремниевые планарные транзисторы по величине коэффициента шума близки к транзисторам типа П28.

Из табл. 2 можно заметить, что ток $I_{a, \text{опт}}$ несколько падает по мере снижения частоты, что связано с проявлением действия шума типа $1/f$ на нижних частотах диапазона. Учитывая более сильную зависимость коэффициента шума в области шума типа $1/f$ от тока эмиттера (см. рис. 51), при проектировании широкополосных усилителей, для которых величина коэффициента шума важна на всех частотах, следует устанавливать величину рабочего тока, близкую к оптимальной для нижних частот рабочего диапазона. Однако в этом случае необходимо помнить о возможном при малых токах эмиттера подъеме коэффициента шума на верхних частотах, рассмотренном в § 21.

Анализ графиков, подобных приведенному на рис. 51, показал, что достижение минимально возможного коэффициента шума осуществимо только при надлежащем выборе как сопротивления источника, так и тока эмиттера. На верхних частотах звукового диапазона (область белого шума) минимум коэффициента шума до-

Кривые, характеризующие зависимости коэффициента шума малошумящих кремниевых планарных транзисторов от частоты при некоторых значениях тока эмиттера и сопротивления генератора 1 кОм, приведены на рис. 45. Как видно из рисунка, в нижней части звукового диапазона коэффициент шума обратно пропорционален частоте. Шум в этой области определяется действием источника шума типа $1/f$, связанного с рекомбинацией в эмиттерном переходе. Согласно результатам анализа, проведенного в гл. 1, мощность шума в нагрузке R_n , обусловленная шумом типа $1/f$, может быть выражена в следующем виде:

$$P_{\Phi} = \bar{i}_{\Phi,э}^2 \frac{\beta^2 (r_б + R_r)^2 R_n}{(R_r + R_{вх})^2}. \quad (200)$$

Учитывая, что величина $\bar{i}_{\Phi,э}^2$ определяется формулой (88), можно записать:

$$P_{\Phi} = \frac{C}{f}, \quad (200a)$$

где C — некоторый коэффициент, не зависящий от частоты.

Тогда коэффициент шума с учетом шума типа $1/f$ будет равен:

$$F = 1 + \frac{P_{\text{бел}}}{P_{R_r K_P}} + \frac{P_{\Phi}}{P_{R_r K_P}}, \quad (201)$$

где $P_{\text{бел}}$ — мощность выходного шума, обусловленная источниками белого шума в транзисторе; P_{R_r} — мощность теплового шума сопротивления источника сигнала на входе транзистора; K_P — коэффициент усиления по мощности.

Если можно пренебречь шумом типа $1/f$ по сравнению с белым шумом, т. е. если частоты достаточно высокие, то величина коэффициента шума будет равна:

$$F_{\text{бел}} = 1 + \frac{P_{\text{бел}}}{P_{R_r K_P}}. \quad (202)$$

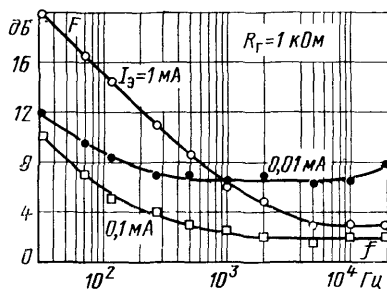


Рис. 45. Частотные характеристики коэффициента шума малошумящего кремниевое планарного транзистора при различных значениях тока эмиттера

Таким образом, величины $R_{г.опт}$, полученные путем измерений или в результате расчета, могут использоваться только в том случае, когда требуется выбрать сопротивление, обеспечивающее получение минимального коэффициента шума для заданного тока эмиттера. Если же задано сопротивление источника сигнала, то следует устанавливать не тот ток эмиттера, при котором это сопротивление окажется оптимальным, а оптимальный ток эмиттера, который определяется по реальным зависимостям $F(I_a)$ или с помощью табл. 2.

Заметим, что на общий коэффициент шума многокаскадного усилителя, если не принять специальных мер, могут существенно повлиять шумы последующих каскадов усилителя и прежде всего второго. (Особенно существенным этот фактор может оказаться, если снижение рабочего тока приводит к значительному уменьшению коэффициента передачи тока.)

Поэтому при разработке малошумящих усилителей необходимо обращать внимание на обеспечение низкого шума транзистора второго каскада. Требования к режиму смещения транзистора второго каскада можно определить следующим образом.

Будем считать, что шум на выходе первого каскада минимален, что имеет место при условии $R_r=0$ и отсутствии шума типа $1/f$. Если шумы второго каскада будут пренебрежимо в этом случае, то, очевидно, они будут тем более незначительны в случае более высоких уровней шума первого каскада. Шумовой ток в нагрузке первого каскада, обусловленный шумами этого каскада, как следует из расчетов гл. 1, в этом случае равен:

$$\bar{i}_{н1}^2 = \frac{\beta_1^2 \bar{e}_{б1}^2}{R_{вх1}^2} + \bar{i}_{к1}^2; \quad (223)$$

здесь индекс 1 обозначает характеристики транзистора первого каскада.

Первым условием возможности пренебрежения шумами второго каскада является

$$\frac{\beta_1^2 \bar{e}_{б1}^2}{R_{вх1}^2} + \bar{i}_{к1}^2 \gg \bar{i}_2^2, \quad (224)$$

где \bar{i}_2^2 — эквивалентный шумовой ток второго транзистора; индекс 2 здесь и далее будет обозначать параметры и режим транзистора второго каскада.

При выполнении неравенства (224) обеспечивается пренебрежимая малость эквивалентного шумового тока транзистора второго каскада по сравнению с выходным шумом первого каскада.

Так как

$$\bar{i}_2^2 \approx \bar{i}_{\phi, \text{э}2}^2 + \bar{i}_{62}^2,$$

то первым требованием к режиму транзистора второго каскада является обеспечение минимума шума типа $1/f$, что требует выбора определенного, достаточно низкого рабочего тока в соответствии с описанной выше методикой. Но даже при несущественности шума типа $1/f$ второго каскада его режим должен удовлетворять условию

$$\frac{\beta_1^2 \bar{e}_{61}^2}{R_{\text{вх}1}^2} + \bar{i}_{\kappa 1}^2 \gg \bar{i}_{62}^2. \quad (225)$$

Если рабочий ток транзистора первого каскада имеет малую величину (ниже 100 мкА), то выполнение условия (225) требует, чтобы

$$\bar{i}_{\kappa 1}^2 \gg \bar{i}_{62}^2,$$

или

$$I_{\kappa 1} \gg I_{62}. \quad (226)$$

Последнее неравенство, очевидно, будет выполняться при условии

$$I_{\kappa 1} \approx I_{\kappa 2}. \quad (227)$$

При относительно высоких рабочих токах транзистора первого каскада, требующихся при малых сопротивлениях R_r , т. е. токах около 500 мкА, неравенство (225) удовлетворяется при условии

$$\frac{\beta_1^2 \bar{e}_{61}^2}{R_{\text{вх}1}^2} \gg \bar{i}_{62}^2, \quad (228)$$

или, подставляя в неравенство (228) вместо \bar{e}_{61}^2 , $R_{\text{вх}1}$ и \bar{i}_{62}^2 соответствующие формулы и решая его относительно I_{62} , получаем:

$$I_{62} \ll \frac{2r_6 I_{\text{э}1}}{r_{\text{э}1}}. \quad (229)$$

Последнее условие практически требует, чтобы ток I_{62} был пренебрежимо мал по сравнению с токами в несколько миллиампер, что легко достигается путем зада-

ния тока коллектора транзистора второго каскада не превышающим по крайней мере 1 мА.

Из полученных выводов следует, что для обеспечения условия пренебрежения эквивалентным шумовым током второго каскада ток коллектора транзистора этого каскада должен быть достаточно мал: по крайней мере не выше коллекторного тока транзистора первого каскада.

Вторым условием обеспечения возможности пренебрежения шумами транзистора второго каскада является выполнение требования

$$\overline{i}_{\kappa 1}^2 R_{\kappa}^2 \gg \overline{e}_2^2, \quad (230)$$

где R_{κ} — сопротивление коллекторного резистора первого каскада.

Удовлетворение неравенства (230) устраняет влияние эквивалентного шумового напряжения транзистора второго каскада на шумовую характеристику усилителя.

Если считать, что рабочий ток транзистора второго каскада соответствует условию (224), т. е. достаточно мал, то можно записать:

$$\overline{e}_2^2 \approx \frac{\overline{i}_{\kappa 2}^2 R_{\text{вх}2}^2}{\beta_2^2} \approx \overline{i}_{\kappa 2}^2 r_{\text{э}2}^2,$$

или, подставляя вместо $\overline{i}_{\kappa 2}^2$ и $r_{\text{э}2}$ соответствующие выражения,

$$\overline{e}_2^2 \approx 2kTr_{\text{э}2}\Delta f.$$

Тогда, если рабочий ток первого каскада ниже 100 мкА, условие (230) требует, чтобы

$$I_{\kappa 1} \gg \frac{k^2 T^2}{q^2 I_{\text{э}2} R_{\kappa}^2}, \quad (231)$$

т. е. условие выполнения неравенства (230) находится в определенном противоречии с условием (227). Однако практически при достаточно высоком сопротивлении R_{κ} нетрудно обеспечить соблюдение неравенства (231) без нарушения требования формулы (227). Так, например, при $I_{\kappa 1} = 10$ мкА и $R_{\kappa} \geq 10$ кОм условие (231) удовлетворяется при $I_{\kappa 2} \geq 10$ мкА. Очевидно, что соблюдение неравенства (231) позволяет выполнять требование (230) и при более высоких рабочих токах транзистора первого каскада.

Отметим, что, помимо требований неравенства (231), на величину сопротивления R_K накладывается более жесткое требование обеспечения пренебрежимой малости его теплового шума, которое можно записать так:

$$\frac{\beta_1^2 \overline{e_{61}^2} R_K^2}{R_{\text{вх1}}^2} + \overline{i_{\text{к1}}^2} R_K^2 \gg \overline{e_{\text{Рк}}^2}, \quad (232)$$

или

$$R_K \gg 4kT\Delta f \left(\frac{\beta_1^2 \overline{e_{61}^2}}{R_{\text{вх1}}^2} + \overline{i_{\text{к1}}^2} \right)^{-1}. \quad (233)$$

При малых токах эмиттера первого каскада условие (233) выполняется при

$$R_K \gg \frac{2kT}{qI_{\text{к1}}}, \quad (234)$$

или

$$R_K \gg 2r_{\text{э1}}. \quad (234a)$$

Подытоживая проведенный анализ, можно сделать вывод, что для устранения влияния шумов второго каскада усилителя на полный шум необходимо, чтобы рабочий ток транзистора второго каскада был близок по величине к току транзистора первого каскада, а сопротивление коллекторного резистора первого каскада было достаточно велико (не менее чем в 20 раз больше величины $r_{\text{э1}}$).

24. ВЫБОР РЕЖИМА СМЕЩЕНИЯ ДЛЯ ДИАПАЗОНА ТЕМПЕРАТУР

Проведенный в гл. 3 анализ температурной зависимости шумовых параметров кремниевых планарных транзисторов позволил сделать следующие выводы:

1. При изменении температуры в обе стороны от комнатной обычно происходит рост коэффициента шума.

2. Оптимальное сопротивление источника сигнала растет при повышении и падает при понижении температуры.

3. Стабильность коэффициента шума при изменении температуры в диапазоне выше комнатной растет с увеличением сопротивления источника сигнала; в диапазоне пониженных температур более стабильным будет коэффициент шума при малых сопротивлениях $R_{\text{Г}}$.

Результаты экспериментального исследования температурной зависимости коэффициента шума позволили получить некоторые рекомендации по выбору рабочего тока при разработке малошумящих усилителей, для которых наиболее важна верхняя (наибольшая) величина коэффициента шума в диапазоне температур от -60 до $+80^\circ\text{C}$, т. е. для случаев, когда усилитель должен удовлетворять определенным требованиям по максимально допустимой величине коэффициента шума во всем температурном диапазоне. При сопротивлениях источника сигнала от 10 до 1000 Ом следует устанавливать ток эмиттера около 500 мкА; при сопротивлениях R_r от 2 до 10 кОм рабочий ток следует снижать до 100 мкА, и, наконец, при сопротивлениях R_r выше 10 кОм устанавливается минимально возможный ток эмиттера, вплоть до 10 мкА. Необходимо отметить, что эти требования довольно близки к условиям получения минимального коэффициента шума при комнатной температуре (см. предыдущий параграф), т. е. можно считать, что минимум кривой зависимости $F(I_0)$, соответствующей верхним значениям коэффициента шума в диапазоне температур, близок к минимуму зависимости $F(I_0)$, полученной при комнатной температуре. Естественно, что это обстоятельство существенно облегчает проектирование малошумящих усилителей на кремниевых планарных транзисторах для усиления сигналов от источников с различными сопротивлениями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 Ван дер Зил А. Флуктуации в радиотехнике и физике М, Госэнергоиздат, 1958 296 с с ил
- 2 Ван дер Зил А. Флуктуационные явления в полупроводниках М, Изд-во иностр лит, 1961 232 с с ил
- 3 Ван дер Зил А. Шум Источники, описание, измерение. М, «Советское радио», 1973 228 с с ил
- 4 Sanderson A. E., Fulks R. G. A simplified noise theory and its application to the design of low noise amplifiers. — „IRE Trans on Audio“, 1961, v. AU—9, № 4, p. 106—108.
- 5 Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1973, 608 с. с ил.
- 6 Придорогин В. М., Физическая интерпретация некоторых шумовых характеристик транзисторов — «Полупроводниковые приборы и их применение». Под ред. Я. А. Федотова. М., 1969, вып. 21, с 45—66

7. Gibbons J. F. Low — frequency noise figure and its application to the measurement of certain transistor parameters. — „IRE Trans. on Electron Dev.“, 1962, v. ED—9, № 3, p. 308—315.

8. Fonger W. H. A determination of $1/f$ noise sources in semiconductor diodes and triodes. In: «Transistors I», RCA Lab., Princeton, 1956. p. 239—295.

9. Карпов Ю. С. Низкочастотные шумы плоскостных транзисторов. — «Известия ЛЭТИ», 1963, вып. 51, с. 32—44.

10. Придорогин В. М. Зависимость шумовых свойств кремниевых планарных транзисторов в микрорежиме от тока эмиттера. — «Электронная техника. Полупроводниковые приборы», 1967, вып. 6, с. 133—146.

11. Карпов Ю. С. Экспериментальное подтверждение наличия двух составляющих низкочастотных флуктуаций в приборах с p - n переходами. — «Физика твердого тела», 1961, т. 3, вып. 6, с. 1691—1693.

12. Plumb J. L., Chenette E. R. Flicker noise in transistors. — „IEEE Trans. on Electron Dev.“, 1963, v. ED—10, № 5, p. 304—308.

13. Маркин В. А. Расчет пороговой чувствительности фотодиодных устройств приема световых импульсов. — «Оптико-механическая промышленность», 1973, № 12, с. 13—16.

14. Letzter S., Webster N. Noise in amplifiers. — „IEEE Spectrum“, 1970, v. 7, № 8, p. 67—75.

15. Дементьев Е. П. Элементы общей теории и расчета шумащих линейных цепей. М — Л., Госэнергоиздат, 1963, 210 с. с ил.

16. Sah C. T., Noyce R. N., Shockley W. Carrier generation and recombination in p - n junction characteristics. — „Proc. IRE“, 1957, v. 45, № 9, p. 1228—1243.

17. Sah C. T. Effects of surface recombination and channel on p - n junction and transistor characteristics. — „IRE Trans. on Electron Dev.“, 1962, v. ED—9, № 1, p. 94—108.

18. Трутко А. Ф. Методы расчета транзисторов. М., «Энергия», 1971 272 с. с ил.

19. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов М., «Советское радио», 1970. 592 с. с ил.

20. Reddi V. G. K. Influence of surface conditions on silicon planar transistors current gain. — „Solid — State Electronics“, 1967, v. 10, № 4, p. 305—334.

21. Fu H. S., Sah C. T. Theory and experiments on surface $1/f$ noise. — „IEEE Trans. on Electron Dev.“, 1972, v. ED—19, № 2 p. 273—285.

22. Hsu S. T. Noise in high — gain transistors and its application to the measurement of certain transistor parameters. — „IEEE Trans. on Electron Dev.“, 1971, v. ED—18, № 7, p. 425—431.

23. Придорогин В. М. Причины возрастания низкочастотного шума в транзисторах при отрицательных температурах. — «Электронная техника. Полупроводниковые приборы», 1969, вып. 2, с. 56—67.

24. Jaeger R. C., Broderon A. J. Low — frequency noise sources in bipolar junction transistors. — „IEEE Trans. on Electron Dev.“, 1970, v. ED—17, № 2, p. 128—134.

25. Oren R. Discussion of various views on popcorn noise. — „IEEE Trans. on Electron Dev.“, 1971, v. ED—18, № 12, p. 1194—1195.

26. Kannam P. J. Effect of emitter doping on device characteristics. — „IEEE Trans. on Electron Dev.“, 1973, v. ED—20, № 10, p. 845—851.
27. Придорогин В. М., Меркулов К. Г. Характеристики кремниевых транзисторов в аномальном режиме малых смещений. — «Радиотехника и электроника», 1967, т. 12, № 1, с. 93—97.
28. Карпов Ю. С. Шумы транзисторов на звуковых частотах. — «Известия вузов. Приборостроение», 1967, № 2, с. 8—10.
29. Herchner D. Rauschkennwerte eines modernen Silizium — Planar — Transistors im Niederfrequenzgebiet. — „Frequenz“, Bd 21, 1967, № 2, p. 31—39.
30. Придорогин В. М. О температурной зависимости шумовых характеристик транзисторов. — «Вопросы радиоэлектроники», сер. общетехническая, 1969, вып. 4, с. 59—67.
31. Shah N. K. Effect of temperature on the base resistance and the noise factor of a bipolar junction transistors. — „Electronic Letters“, 1972, v. 8. № 15, p. 390—391.
32. Микромощная электроника. пер. с англ. М., «Советское радио», 1967, 288 с. с ил.
33. Spratt J. P., Schnable G. L., Standeven J. D. Impact of the radiation environment on integrated — circuit technology. — „IEEE J. Solid — State Circuits“, 1970, v. SC—5, № 1, p. 14—24.
34. Prince J. L., Stehlin R. A. Effect of Co⁶⁰ gamma radiation noise parameter of bipolar transistors. — „IEEE Trans. on Nuclear Science“, 1971, v. NS—18, № 6, p. 404—409.
35. Таратута А. С. Метод прогнозирования срока службы полупроводниковых приборов. — «Радиотехника и электроника», 1965, т. 10, № 12, с. 2257—2259.
36. Горюнов Н. Н. Свойства полупроводниковых приборов при длительной работе и хранении. М., «Энергия», 1970. 104 с. с ил.
37. Пряников В. С. К вопросу прогнозирования надежности транзисторов. — «Известия вузов. Радиоэлектроника», 1970, т. 13, № 1, с. 99—102.
38. Овечкин Ю. А., Придорогин В. М., Волкова М. К. О связи низкочастотных шумов и устойчивости транзисторов к механическим нагрузкам. — «Электронная техника. Управление качеством и стандартизация», 1972, вып. 6, с. 76—78.
39. Придорогин В. М. Способы уменьшения шума транзисторов при проектировании усилителей низкой частоты. — «Известия вузов. Радиоэлектроника», 1970, т. 13, № 1, с. 79—82.
40. Чесалов В. П. К расчету коэффициента шума низкочастотных транзисторных каскадов в области низких частот. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая», 1969, вып. 3, с. 66—72.
41. Walton C. A., Liu C. C. A low — noise amplifier with parallel integrated — circuit transistors. — „IEEE Trans. on Solid — State Circuits“, 1971, v. SC—6, № 6, p. 415—417.
42. Карпов Ю. С. Плоскостные германиевые транзисторы с низким уровнем шумов. — «Известия ЛЭТИ», 1967, вып. 60, с. 119—128.
43. Придорогин В. М. Условия получения минимального коэффициента шума транзисторов при проектировании усилителей низкой частоты. — «Вопросы радиоэлектроники, Сер. общетехническая», 1969, вып. 10, с. 26—34.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Эквивалентные шумовые параметры \bar{e}^2 и \bar{i}^2 транзисторов	5
1. Источники шумов в транзисторах. Общая характеристика	5
2. Коэффициент шума. Эквивалентные шумовые напряжение и ток	8
3. Связь параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2 с источниками шумов в области белого спектра	13
4. Расчет эквивалентного шумового напряжения и эквивалентного шумового тока в области шума типа $1/f$	19
5. Связь шумовых характеристик с параметрами транзистора и режимом смещения	21
6. Выбор условий согласования с помощью эквивалентных шумовых напряжения и тока	31
7. Методы измерения параметров \bar{e}^2 и \bar{i}^2	38
Глава вторая. Особенности шумовых свойств кремниевых планарных транзисторов	45
8. Особенности кремниевых планарных транзисторов, определяющие их шумовые свойства	45
9. Источники шумов в кремниевых планарных транзисторах на низких частотах	52
10. Шумовые свойства в микрорежиме	59
11. Физические предпосылки методов снижения шумов транзисторов	69
12. Сравнение с шумовыми свойствами других транзисторов	76
Глава третья. Зависимость шумовых характеристик транзисторов от температуры и радиации	84
13. Источники шума в области повышенных температур	84
14. Причины возрастания шума при отрицательных температурах	90
15. Поведение шумовых и усилительных параметров при изменении температуры	94
16. Влияние ионизирующей радиации на низкочастотные шумы	109
Глава четвертая. Низкочастотные шумы и дефекты в транзисторах	115
17. Применение шумовых параметров к оценке качества транзисторов. Общие соображения	115
18. Измерение шумов для оценки состояния поверхности транзисторов	118
19. Выявление шумов, связанных с дефектами контактов и объема полупроводника	124
20. Шумы как средство оценки устойчивости транзисторов к температурным и механическим нагрузкам	131
Глава пятая. Условия минимизации коэффициента шума транзисторов	134
21. Частотная характеристика коэффициента шума	134
22. Выбор сопротивления источника сигнала	144
23. Зависимость коэффициента шума от режима смещения	149
24. Выбор режима смещения для диапазона температур	157
Список литературы	160

Цена 49 коп.