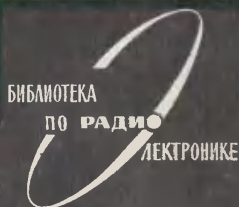


З.Н. МУЗЫКА



**ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ
РАДИОПРИЕМНЫХ
УСТРОЙСТВ
НА ПОЛУ-
ПРОВОДНИКОВЫХ
ПРИБОРАХ**

Выпуск 70

З. Н. МУЗЫКА

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

ББК 32.849

М89

УДК 621.396.62:621.382

Музыка З. Н.

М89 Чувствительность радиоприемных устройств на полупроводниковых приборах. — М.: Радио и связь, 1981. — 168 с., ил. — (Б-ка по радиоэлектронике; Вып. 70).

45 к.

Содержит систематизированное изложение вопросов, связанных с оценкой чувствительности радиоприемных устройств и расчетом шумовых характеристик каскадов на полупроводниковых приборах (транзисторах и двухполосниках с отрицательным сопротивлением). Рассмотрены основные источники внутренних шумов биполярных и полевых транзисторов, полупроводниковых диодов и их эквивалентные шумовые схемы. Исследованы зависимости коэффициента шума от частоты, обратной связи и режима работы каскадов приведены примеры их расчета.

Рассчитана на инженеров, занимающихся проектированием малошумящих радиоприемных устройств.

30494-125
14 30494-81 — 204-81 (Э.) 2402020000

ББК 32.849

6Ф2.124

ПРЕДИСЛОВИЕ

В современных радиоприемных устройствах чувствительность определяется в основном собственными шумами электронных приборов и пассивных элементов первых каскадов. Поэтому наряду с широким использованием в усилительных и преобразовательных каскадах радиоприемных устройств высокочастотных биполярных и полевых транзисторов в последние годы нашли применение мал шумящие усилители на двухполюсниках с отрицательным сопротивлением. Реализация во входных каскадах мал шумящих усилителей открыла новые возможности построения высокочувствительных радиоприемных устройств и повышения дальности действия радиолиний.

Настоящая книга содержит систематизированное изложение вопросов, связанных с оценкой чувствительности и расчетом коэффициента шума каскадов радиоприемных устройств на транзисторах и двухполюсниках с отрицательным сопротивлением.

Исходя из физических представлений о работе полупроводниковых приборов (диодов и транзисторов), рассмотрены основные источники их внутренних шумов и методы построения эквивалентных шумовых схем. Построены эквивалентные шумовые схемы, включающие эквивалентные схемы идеальных нешумящих полупроводниковых приборов и генераторов шумовых токов и напряжений, подключенных к входным и выходным полюсам этих схем. Аналитически генераторы шумов выражаются через постоянные токи в исходном рабочем режиме и параметры приборов, измеренные или рассчитанные на внешних полюсах. На базе предложенных эквивалентных шумовых схем выводятся основные расчетные соотношения для определения коэффициента шума усилительных и преобразовательных каскадов на транзисторах и двухполюсниках с отрицательным сопротивлением. Исследованы основные зависимости коэффициента шума от частоты, обратной связи и режима

работы каскадов. Даны рекомендации по выбору элементов схем. Эквивалентные шумовые схемы и аналитический аппарат теории усилительных каскадов на двухполюсниках с отрицательным сопротивлением максимально приближены к схемам и аппарату, которые используются в теории современных усилителей. Это создает определенные удобства при систематизированном изучении и овладении расчета усилителей с различными усилительными приборами. Значительная часть полученных результатов подтверждена экспериментальными исследованиями.

В приложении приведены параметры современных полупроводниковых диодов, графики зависимостей Y -параметров высокочастотных биполярных и полевых транзисторов от частоты, рабочего режима (определяемого током) и другие данные, необходимые для инженерных расчетов.

Автор выражает глубокую благодарность рецензенту канд. техн. наук А. К. Нарышкину за замечания, способствовавшие улучшению содержания книги, и канд. техн. наук В. Е. Пустоварову за помощь, оказанную при подготовке рукописи к изданию.

Замечания по книге следует прислать по адресу: 101000, Москва, Главпочтамт, а/я № 693. «Радио и связь».

Автор

ГЛАВА ПЕРВАЯ

Шумовые характеристики радиоприемных устройств

1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Чувствительность является одной из важнейших характеристик радиоприемного устройства, определяющих его способность принимать слабые сигналы. Совместно с некоторыми другими характеристиками (мощностью радиопередающего устройства, коэффициентами усиления антенн и др.) она определяет максимальную дальность действия радиолинии. Повышение чувствительности современных радиоприемных устройств ограничивается не трудностью получения сколь угодно большого усиления полезного радиосигнала, а наличием внешних помех, принимаемых антенной из окружающей среды, и внутренних шумов, возникающих практически во всех элементах радиоприемного устройства. Таким образом, радиосигналы всегда принимаются на фоне шумов (помех), которые их маскируют и искажают.

Количественно чувствительность оценивается минимальным уровнем радиосигнала на входе радиоприемного устройства, при котором на его выходе создаются мощность $P_{с.вых}$ или напряжение $U_{с.вых}$, необходимые для выделения принимаемой информации с допустимой степенью искажения.

Рассмотрим типовую структурную схему радиоприемного устройства (рис. 1.1). Она включает в себя эквивалент настроенной антенны, полное сопротивление которой равно R_A , линейную часть радиоприемника, к которой относятся усилители радиосигнала и промежуточной частоты, а также преобразователь частоты. Каскады, в которых осуществляются нелинейные преобразования сигнала, отнесены к нелинейной части радиоприемного устройства.

Предположим, что нам удалось рассчитать или измерить мощность помех $P_{\text{ш.А}}$, поступающих от антенны (шумы антенны), а также мощность собственных шумов $P_{\text{ш.соб}}$, возникающих в элементах радиоприемника. Шумы антенны и собственные шумы радиоприемника приведены (пересчитаны) ко входу последнего и на рис. 1.1 представлены генераторами шумов $E_{\text{ш.А}}$ и $U_{\text{ш.соб}}$ соответственно.

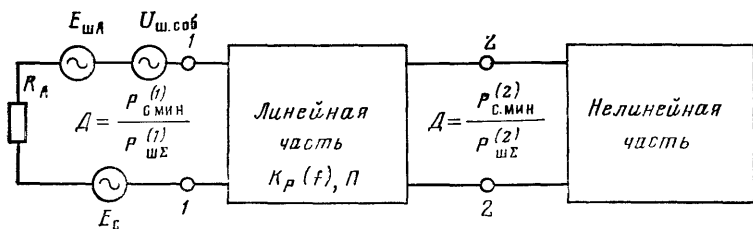


Рис. 1.1. Структурная схема радиоприемного устройства.

Для удовлетворительного приема радиосигнала необходимо, чтобы его минимальная мощность на входе радиоприемника в определенное число раз превышала полную мощность шумов, т. е. чтобы отношение сигнал/шум на входе радиоприемника было не меньше некоторой пороговой величины D :

$$P_{\text{с.мин}}^{(1)} = P_{\text{шΣ}}^{(1)} D, \quad (1.1)$$

где

$$P_{\text{шΣ}}^{(1)} = P_{\text{ш.А}}^{(1)} + P_{\text{ш.соб}}^{(1)}.$$

Индексами в скобках обозначены полюсы четырехполюсников (двухполюсников), на которых рассчитывается (измеряется) данная величина. Величина D , называемая коэффициентом различимости сигнала, зависит от назначения радиолинии, от требований к точности воспроизведения принимаемой информации, а также от способа обработки сигнала в нелинейной части приемника. Коэффициент различимости D может быть измерен экспериментально или рассчитан методами математической статистики. Числовые значения этого коэффициента для радиоприемников различного назначения обычно приводятся в пособиях по проектированию [8] и учебниках [13, 15] по радиоприемным устройствам.

Таким образом, из выражения (1.1) видно, что для расчета чувствительности радиоприемного устройства достаточно рассчитать его полные шумы $P_{ш\Sigma}$ и привести их к входным полюсам 1-1 радиоприемника.

Так как в линейной части приемника, характеризующейся коэффициентом передачи мощности (коэффициентом усиления мощности) K_P^0 , радиосигнал и шумы усиливаются практически одинаково и независимо друг от друга, то отношение сигнал/шум сохранится неизменным и на выходе линейной части приемника (на полюсах 2-2), т. е.

$$P_{с.л.л.н.}^{(2)} = P_{ш\Sigma}^{(2)} D = P_{ш\Sigma}^{(1)} K_P^0 D, \quad (1.2)$$

где K_P^0 — коэффициент усиления номинальной мощности.

Величина $P_{ш\Sigma}^{(2)}$ дает интегральную оценку полной мощности шумов антенны и собственных шумов радиоприемника, спектральные составляющие которых сосредоточены в полосе пропускания его линейной части.

Чтобы судить о распределении интенсивности этих шумов внутри полосы пропускания, необходимо определить отношение мощности шумов в бесконечно малой полосе частот $d\bar{f}$ к величине этой полосы, называемое спектральной плотностью мощности шумов:

$$N_{ш}^{(2)}(\bar{f}) = \frac{dP_{ш\Sigma}^{(2)}}{d\bar{f}}, \quad (1.3)$$

где \bar{f} — средняя частота полосы $d\bar{f}$.

При этом мощность шумов в полосе пропускания $f_2 f_1$ линейной части радиоприемника определится из выражения

$$P_{ш\Sigma}^{(2)} = \int_{f_1}^{f_2} N_{ш}^{(2)}(\bar{f}) d\bar{f}. \quad (1.4)$$

Спектральная плотность $N_{ш}^{(2)}(\bar{f})$ различных источников шумов в общем случае зависит от частоты. Однако в пределах сравнительно узкой полосы пропускания радиоприемного устройства, внутри которой производится учет спектральных составляющих шума, можно считать, что спектральная плотность шумов практически не из-

меняется и равна своему значению на средней частоте f_0 , т. е. при $f_0 - 0,5\Delta f \leq f \leq f_0 + 0,5\Delta f$.

$$N_{\text{ш}}(f) \approx N_{\text{ш}}(f_0) = N_{\text{ш}}, \quad (1.5)$$

где Δf — так называемая эффективная полоса пропускания, внутри которой измеряются шумы. Подробнее вопрос об эффективной полосе пропускания будет обсужден ниже (см. § 1.4). Здесь в записи спектральной плотности мощности на средней частоте полосы пропускания f_0 опущен аргумент. Такое обозначение будет использоваться и в дальнейшем, если допустимо считать, что в пределах изменения аргумента функция остается постоянной, а закон изменения ее вне пределов полосы пропускания значения не имеет.

Для определения мощности собственных шумов радиоприемника необходимо соответствующим образом просуммировать мощности шумов всех пассивных и активных элементов, входящих в его схему. Очевидно, что шумы, которые возникают в элементах радиоприемника, складываясь с шумами (помехами), поступающими от антенны, ухудшают от каскада к каскаду первоначальное, имевшееся в антенне отношение сигнал/шум. Однако при расчете результирующей мощности шума в радиоприемнике, как правило, нет необходимости учитывать шумы всех каскадов его линейной части, так как шумы последующих каскадов добавляются к уже усиленным шумам антенны и предыдущих каскадов и, следовательно, существенно изменить их не могут. Поэтому при расчете собственных шумов радиоприемника обычно достаточно учитывать шумы антенны и одного — двух первых каскадов линейной части радиоприемника.

Из сказанного следует, что задача обеспечения высокой чувствительности (а также задача расчета чувствительности) радиоприемного устройства может быть разделена на две самостоятельные, практически независимые и отличающиеся математическим аппаратом задачи.

Первая задача состоит в изучении, расчете и отыскании способов уменьшения шумов в радиоприемном устройстве. Эта задача связана с исследованием и расчетом схем и конструкций первых каскадов линейной части радиоприемника, определяющих интенсивность его собственных шумов. Поскольку полоса пропускания первых каскадов радиоприемника обычно существенно превосходит ширину спектра радиосигнала, то они

практически не участвуют в обработке принимаемых радиосигналов, которая связана с изменением их частотных и временных характеристик и которая осуществляется в последующих каскадах усиления промежуточной частоты (УПЧ) и в нелинейной части радиоприемника. Поэтому при решении этой задачи нет принципиальной необходимости учитывать характер передаваемой информации и назначение радиолинии. Учет этих факторов в основном требуется лишь в той мере, в какой определяют целесообразность тех или иных материальных затрат на уменьшение интенсивности собственных шумов радиоприемника.

Вторая задача заключается в том, чтобы при некоторой заданной интенсивности помех (шумов) на входе радиоприемного устройства с учетом характера передаваемой информации и назначения радиолинии выбрать наилучший способ обработки принимаемых радиосигналов и рассчитать требуемое для удовлетворительного приема отношение сигнал/шум на входе радиоприемника, т. е. рассчитать требуемый коэффициент различимости D . Решение второй задачи в большинстве случаев связано с детальным анализом нелинейной части радиоприемника, в которой происходит обработка принимаемого радиосигнала, учетом характера передаваемой информации и статистической структуры шумов (помех).

Основным содержанием настоящей книги является решение первой задачи, т. е. изложение теории шумов и расчета шумовых характеристик входных устройств радиоприемников на полупроводниковых приборах. К ним относятся резонансные усилители на биполярных и полевых транзисторах, туннельных диодах, а также полупроводниковые параметрические усилители и преобразователи частоты. Такие усилители определяют чувствительность достаточно широкого класса современных радиоприемников. Так, например, транзисторные резонансные усилители в настоящее время используются для усиления радиосигналов в широком диапазоне частот [16], включая и низкочастотную часть сантиметрового диапазона волн ($f \leq 3 \div 4$ ГГц).

Усилители на туннельных диодах могут достаточно эффективно работать во всем сантиметровом диапазоне волн ($f \leq 20$ ГГц), а полупроводниковые параметрические усилители — даже в низкочастотной части милли-

метрового диапазона волн ($f \leq 35-40$ ГГц). На более высоких частотах для усиления радиосигналов могут применяться маломощные усилители на ЛБВ или квантово-парамагнитные усилители. Однако их применение ограничивается сравнительно большими габаритами, массой и сложностью конструкций. По этим причинам в диапазоне миллиметровых и более коротких волн часто применяются радиоприемники без усилителей радиочастоты. В этих случаях входными каскадами радиоприемников являются преобразователи частоты, а чувствительность приемников в значительной степени определяется шумами УПЧ. В качестве последних также широко используются транзисторные резонансные усилители и усилители на интегральных микросхемах.

1.2. НОМИНАЛЬНАЯ МОЩНОСТЬ И КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ НОМИНАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ

При расчетах шумовых характеристик каскадов и радиоприемника в целом весьма удобно пользоваться понятиями номинальная мощность и коэффициент усиления (передачи) номинальной мощности. Приведем определение этих понятий.

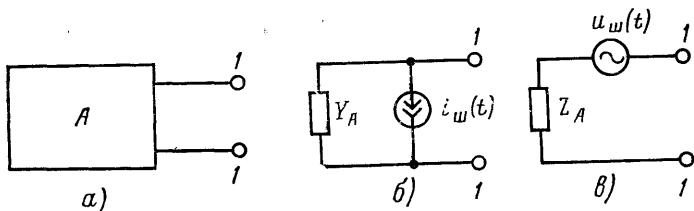


Рис. 1.2 Эквивалентные схемы двухполюсника.

а — двухполюсник; *б* — схема с генератором тока; *в* — схема с генератором напряжения.

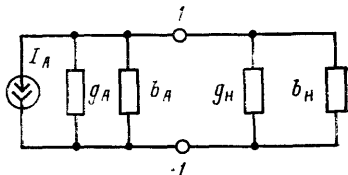
Номинальной мощностью линейного активного двухполюсника *A* (рис. 1.2, *а*) называется наибольшая мощность, которую этот двухполюсник может отдать в нагрузку [2, 18]. Если на выходных полюсах 1-1 этого двухполюсника измерить (рассчитать) напряжение холостого хода U_A или ток короткого замыкания I_A , а также сопротивление $Z_A = r_A + jx_A$ или проводимость $Y_A = 1/Z_A = g_A + jb_A$, то двухполюсник можно заменить эквивалентными схемами, изображенными на рис. 1.2, *б*, *в*.

Подключив к двухполюснику A (рис. 1.2,б) нагрузку $Y_H = g_H + jb_H$, как показано на рис. 1.3, определим отдаваемую им мощность

$$P_A^* = \frac{I_A^2}{|Y_A + Y_H|^2} g_H = \frac{I_A^2 g_H}{(g_A + g_H)^2 + (b_A + b_H)^2}. \quad (1.6)$$

Из выражения (1.6) видно, что мощность, отдаваемая двухполюсником в нагрузку, в общем случае зависит от активной и реактивной составляющих проводимости нагрузки и двухполюсника A . При компенсации

Рис. 1.3. К определению номинальной мощности двухполюсника.



реактивных составляющих проводимостей, т. е. при выполнении условия $b_A + b_H = 0$, получим:

$$P_A = \frac{I_A^2}{(g_A + g_H)^2} g_H. \quad (1.7)$$

При $g_{H, \text{опт}} = g_A$ мощность P_A максимальна и равна:

$$P_A^0 = \frac{I_A^2}{4g_A}. \quad (1.8)$$

Мощность, определяемая выражением (1.8), представляет собой номинальную мощность двухполюсника A . Таким образом, двухполюсник может отдать в нагрузку номинальную мощность только при выполнении двух условий:

$$b_H = -b_A; \quad g_{H, \text{опт}} = g_A. \quad (1.9)$$

Аналогично можно рассчитать номинальную мощность для схемы, изображенной на рис. 1.2,в, которая при

$$x_H = -x_A \text{ и } r_{H, \text{опт}} = r_A$$

равна:

$$P_A^0 = \frac{U_A^2}{4r_A}. \quad (1.10)$$

Отметим, что номинальная мощность (1.8) и (1.10) характеризует предельные возможности двухполюсника A (источника сигнала) отдавать мощность в нагруз-

ку и зависит от параметров этого двухполюсника. Мощность, отдаваемая двухполюсником A в активную нагрузку g_n (1.7), в общем случае однозначно связана с номинальной мощностью этого двухполюсника (1.8). Эту связь можно записать в виде

$$P_A = P_A^0 \frac{4a}{(1+a)^2} = P_A^0 q_1, \quad (1.11)$$

где q_1 — коэффициент согласования двухполюсника A с нагрузкой;

$$a = \frac{g_n}{g_A} \quad \text{или} \quad a = \frac{r_A}{r_n} \quad \text{— параметр согласования.}$$

Рассмотрим теперь систему AB , состоящую из источника сигнала — двухполюсника A (рис. 1.4, а) и присоединенного к нему четырехполюсника B . Для этой систе-

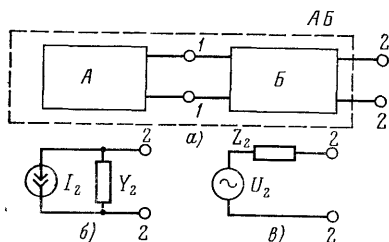


Рис. 1.4. К определению коэффициента передачи номинальной мощности.

a — система AB , состоящая из двухполюсника A и четырехполюсника B ; б, в — представление системы AB в виде эквивалентной схемы двухполюсника.

мы, которую можно рассматривать как новый двухполюсник, нетрудно определить номинальную мощность, т. е. наибольшую мощность, которую можно снять с выходных полюсов 2-2 на внешнюю нагрузку. При этом эквивалентную схему системы AB можно представить в виде, показанном на рис. 1.4, б, в. Номинальная мощность полученного таким образом двухполюсника равна:

$$P_B^0 = \frac{I_2^2}{4g_2} = \frac{U_2^2}{4r_2}. \quad (1.12)$$

По аналогии с (1.11) мощность, отдаваемая четырехполюсником на внешнюю нагрузку, связана с его номинальной мощностью соотношением

$$P_B = P_B^0 q_2; \quad (1.12a)$$

где q_2 — коэффициент согласования четырехполюсника с внешней нагрузкой на полюсах 2-2.

Отношение номинальной мощности P^0_B , измеряемой на выходных полюсах 2-2 четырехполюсника (при включенном на его входе источнике сигнала A), к номинальной мощности источника сигнала A называется коэффициентом усиления (или коэффициентом передачи) номинальной мощности K^0_{PB} четырехполюсника B , т. е.

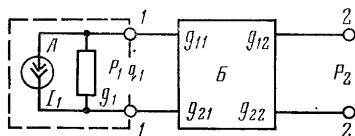
$$K^0_{PB} = \frac{P^0_B}{P^0_A}. \quad (1.13)$$

С учетом (1.11) и (1.12) коэффициент передачи мощности четырехполюсника связан с коэффициентом передачи номинальной мощности следующим образом:

$$K_{PB} = K^0_{PB} \frac{q_2}{q_1}. \quad (1.13a)$$

Подчеркнем, что при определении номинальной мощности четырехполюсника B мы не оговаривали условий согласования на входе четырехполюсника. Это значит,

Рис. 1.5. К расчету коэффициента передачи номинальной мощности.



что номинальная мощность четырехполюсника B и, следовательно, коэффициент передачи номинальной мощности K_{PB} в общем случае является функцией коэффициента согласования четырехполюсника B с источником сигнала A . Проиллюстрируем сказанное примером.

Пример 1.1. Определить коэффициент передачи номинальной мощности линейного активного четырехполюсника B , изображенного на рис. 1.5. Четырехполюсник безынерционный и описывается системой g -параметров: g_{11} , g_{12} , g_{21} , g_{22} , определяемых в режиме короткого замыкания входных 1-1 и выходных 2-2 полюсов четырехполюсника. Источник входного сигнала представлен в виде генератора тока I_1 с внутренней проводимостью g_1 . Номинальная мощность источника сигнала в соответствии с (1.8) равна:

$$P^0_1 = \frac{I^2_1}{4g_1}. \quad (1.14)$$

Для упрощения положим проводимость обратной связи g_{12} равной нулю. Условие, при котором для резонансных усилителей допустимо такое упрощение, подробно будет рассмотрено в гл. 3 (см. § 3.1). Для определения номинальной мощности четырехполюсника

найдем ток короткого замыкания на его выходных полюсах 2-2 при подключенном источнике сигнала:

$$I_2 = U_1 g_{21} = \frac{I_1}{g_1 + g_{11}} g_{21}; \quad (1.15)$$

при этом номинальная мощность четырехполюсника равна:

$$P^0_2 = \frac{I_2^2}{4g_{22}} = P^0_1 q_1 \frac{g_{21}^2}{4g_1 g_{22}}, \quad (1.16)$$

где q_1 — коэффициент согласования четырехполюсника B с источником сигнала.

После подстановки (1.16) и (1.14) в (1.13) получим:

$$K^0_P = q_1 \frac{g_{21}^2}{4g_1 g_{22}}. \quad (1.17)$$

При обеспечении режима согласования на входе четырехполюсника $g_1 = g_{11}$ коэффициент усиления номинальной мощности достигает наибольшего значения и определяется соотношением

$$K^0_{P_{\text{м}}} = \frac{g_{21}^2}{4g_{11} g_{22}}. \quad (1.18)$$

В заключение отметим еще некоторые очевидные свойства коэффициента усиления номинальной мощности [18]:

коэффициент усиления номинальной мощности в общем случае представляет собой функцию частоты $K^0_P(f)$; в соответствии с условием, оговоренным выше, символом K^0_P обозначается величина $K^0_P(f)$ на средней частоте полосы пропускания;

коэффициент усиления номинальной мощности идеального трансформатора равен единице;

коэффициент усиления номинальной мощности пассивного четырехполюсника, содержащего элементы, рассеивающие мощность, меньше единицы;

коэффициент усиления номинальной мощности $K^0_{P_{\Sigma}}(f)$ системы n каскадно включенных четырехполюсников равен:

$$K^0_{P_{\Sigma}}(f) = K^0_{P_1}(f) K^0_{P_2}(f) \dots K^0_{P_n}(f) = \prod_{i=1}^{i=n} K^0_{P_i}(f), \quad (1.19)$$

где $K^0_{P_i}(f)$ — коэффициент усиления номинальной мощности i -го четырехполюсника, измеренный при внутреннем сопротивлении источника сигнала, равном выходному сопротивлению всей системы, предшествующей i -му четырехполюснику;

понятия «номинальная мощность» и «коэффициент усиления номинальной мощности» имеют смысл только для тех двухполюсников, активная составляющая выходной проводимости которых является положительной величиной.

1.3. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ШУМОВЫЕ СХЕМЫ

При анализе шумящих двухполюсников и четырехполюсников их обычно заменяют эквивалентными шумовыми схемами в виде идеальных нешумящих элементов и генераторов шумовых токов и напряжений, эквивалентных шумам реальных устройств. Так, произвольный пассивный двухполюсник A (рис. 1.6, *а*) можно предста-

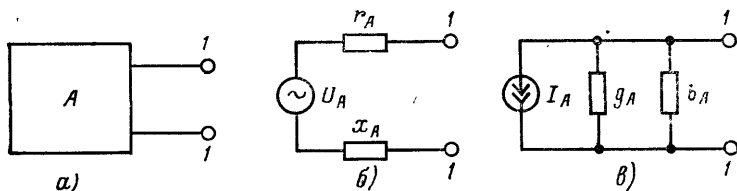


Рис. 1.6. Эквивалентные шумовые схемы пассивного двухполюсника. *а* — двухполюсник; *б* — схема с генератором шумового напряжения; *в* — схема с генератором шумового тока.

вить в виде одной из двух эквивалентных шумовых схем, изображенных на рис. 1.6, *б*, *в*. Здесь, как и ранее, $Y_A = g_A + jb_A$ и $Z_A = r_A + jx_A$ — полная проводимость и сопротивление на полюсах 1-1' двухполюсника, а $i_{ш}(t)$ и $u_{ш}(t)$ — ток короткого замыкания шумов и напряжение холостого хода шумов на этих полюсах. Шумы в пассивных цепях обусловлены тепловым движением свободных носителей электрических зарядов и называются поэтому тепловыми шумами.

В соответствии с формулой Найквиста [2] квадраты действующих значений тока и напряжения тепловых шумов в пределах полосы пропускания Π_ω выражаются формулами:

$$\left. \begin{aligned} I_{ш}^2 &= 4kT_0 g_A \Pi_\omega; \\ U_{ш}^2 &= 4kT_0 r_A \Pi_\omega; \end{aligned} \right\} \quad (1.20)$$

где $g_A = g_A(f_0)$ и $r_A = r_A(f_0)$; T_0 — абсолютная температура окружающей среды ($T_0 \approx 300$ K); $k = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана.

Очевидно, тепловые шумы пассивного двухполюсника можно характеризовать также спектральными плотностями тока или напряжения, которые определяются аналогично спектральной плотности мощности шумов (1.5). Однако на практике в большинстве случаев в этом нет необходимости, поскольку в пределах сравнительно узкой полосы пропускания приемника спектральная плотность шумов изменяется незначительно и ее можно считать постоянной; квадраты действующего значения тока и напряжения шумов (1.20) имеют ясный физический смысл, тесно связаны с методикой измерения шума [2] и поэтому чаще используются при шумовых расчетах.

На основании выражений (1.8) и (1.10) номинальная мощность шумов $P_{ш}^0$ пассивного двухполюсника (рис. 1.6) равна:

$$P_{ш} = \frac{I_{ш}^2}{4g_A} = \frac{U_{ш}^2}{4r_A} = kT_0 \Pi_э. \quad (1.21)$$

В формулах (1.20) и (1.21) для определенности принята комнатная температура T_0 . Этот параметр, который иногда называют «опорной» температурой [2], оказывается весьма удобным при анализе шумовых характеристик двухполюсников и четырехполюсников, так как позволяет избежать неоднозначностей в объяснении получаемых результатов, особенно когда абсолютную температуру трудно определить. Поэтому в дальнейшем при анализе шумовых схем и расчете шумовых характеристик везде, где не оговаривается другое, используется абсолютная температура T_0 . При этом $kT_0 \approx 4 \cdot 10^{-21}$ Вт·с.

Спектральная плотность номинальной мощности шумов, т. е. номинальная мощность шумов, приходящаяся на участок частотного диапазона шириной в 1 Гц, равна

$$N_{ш0} = \frac{P_{ш}^0}{\Pi_э} = kT_0. \quad (1.22)$$

Таким образом, спектральная плотность номинальной мощности шумов любого пассивного двухполюсника независимо от его структуры и параметров при температуре T_0 постоянна. Ее удобно применять в качестве эталона для сравнения различных источников шумов.

Так, например, спектральную плотность номинальной мощности шумов произвольного (пассивного или актив-

ного) шумящего двухполюсника A можно представить в виде

$$N_{шA} = kT_A. \quad (1.23)$$

Отношение спектральной плотности номинальной мощности $N_{шA}$ произвольного шумящего двухполюсника A к эталонной спектральной плотности (1.22) называют относительной шумовой температурой этого двухполюсника [18]:

$$t_A = \frac{N_{шA}}{N_{ш0}} = \frac{T_A}{T_0}. \quad (1.24)$$

В числителе и знаменателе (1.24) вместо спектральных плотностей номинальной мощности могут фигурировать и другие пропорциональные мощности величины.

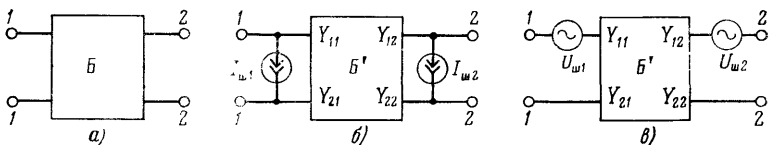


Рис. 1.7. Эквивалентная шумовая схема четырехполюсника.

a — шумящий четырехполюсник; $б$ — схема с генераторами шумового тока; $в$ — схема с генераторами шумового напряжения.

Наряду с параметром «относительная шумовая температура» используется параметр «абсолютная шумовая температура» двухполюсника, которая для произвольного шумящего двухполюсника A определяется из соотношения

$$T_A = t_A T_0 \quad (1.25)$$

или

$$T_A = \frac{N_{шA}}{k}. \quad (1.26)$$

Физический смысл параметра T_A применительно к активному двухполюснику A заключается в том, что под T_A понимается такая температура, до которой должен быть нагрет (охлажден) пассивный двухполюсник, чтобы он был эквивалентен по уровню шумов данному двухполюснику A с тем же внутренним сопротивлением.

Аналогично двухполюснику линейный шумящий четырехполюсник B (рис. 1.7, a) может быть представлен в виде эквивалентной шумовой схемы, изображенной на

рис. 1.7,б. Схема состоит из идеального, свободного от шумов четырехполюсника B' и двух подключенных к внешним полюсам четырехполюсника генераторов тока шумов $I_{ш1}$ и $I_{ш2}$, отображающих шумы реального устройства. Поведение нешумящего четырехполюсника B' описывается посредством одной из систем параметров, определяемых на внешних полюсах четырехполюсника. При расчетах качественных показателей каскадов радиоприемных устройств в настоящее время часто используется система Y -параметров [13, 14, 15, 19]. Поэтому в дальнейшем мы также будем придерживаться этой системы. Токи шумов $i_{ш1}$ и $i_{ш2}$ определяются (измеряются или рассчитываются) из режима короткого замыкания одновременно входных 1-1 и выходных 2-2 полюсов четырехполюсника.

Поскольку внутренние шумы радиоприемных устройств, как и шумовые помехи естественного происхождения, принимаемые антенной на СВЧ, представляют собой нормальные стационарные вещественные процессы, обладающие эргодическим свойством [2, 18], то для полного описания шумовых процессов в виде токов $i_{ш1}$ и $i_{ш2}$ в пределах сравнительно узкой полосы пропускания четырехполюсника достаточно знать квадраты действующих значений $I_{ш1}^2$ и $I_{ш2}^2$ этих токов, а также комбинационную спектральную плотность $I_{ш1}^* I_{ш2}$, определяющую степень корреляции между процессами $i_{ш1}$ и $i_{ш2}$. Функции $I_{ш1}$ и $I_{ш2}$ представляют собой комплексные спектры, связанные с процессами $i_{ш1}$ и $i_{ш2}$ преобразованиями Фурье, а $I_{ш1}^*$ — величину, комплексно сопряженную с $I_{ш1}$.

Возможны и другие изображения эквивалентной шумовой схемы четырехполюсника. Например, вместо генераторов шумовых токов $I_{ш1}$ и $I_{ш2}$ могут быть включены генераторы шумовых напряжений $U_{ш1}$ и $U_{ш2}$ (рис. 1.7,в), параметры которых рассчитываются или измеряются в режиме холостого хода одновременно на входных 1-1 и выходных 2-2 полюсах четырехполюсников. Можно также на эквивалентных схемах переносить шумовые генераторы из одних точек в другие. Необходимо только при этом путем введения соответствующих коэффициентов пересчета обеспечить эквивалентность схем.

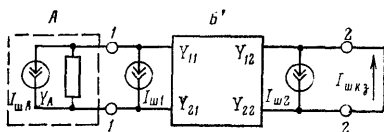
Критерием верности эквивалентных шумовых схем (критерием эквивалентности) является тождественность

У-параметров, а также токов короткого замыкания $I_{ш1}$ и $I_{ш2}$ или напряжений холостого хода $U_{ш1}$ и $U_{ш2}$ реальной и эквивалентной схем.

Пример 1.2. Рассчитать квадрат действующего значения шумового тока короткого замыкания на полюсах 2-2 схемы на рис. 1.8. Непосредственно из схемы имеем:

$$I_{ш.к.з}^2 = I_{ш2}^2 + (I_{шA} + I_{ш1})^2 \frac{Y_{21}^2}{Y_A + Y_{11}}. \quad (1.27)$$

Рис. 1.8. К расчету шумового тока короткого замыкания.



Возведя в квадрат правую и левую части уравнения (1.27), после статистического усреднения получим:

$$I_{ш.к.з}^2 = I_{ш2}^2 + (I_{шA}^2 + I_{ш1}^2) \left| \frac{Y_{21}}{Y_A + Y_{11}} \right|^2 + 2 \operatorname{Re} \left[\frac{Y_{21}}{Y_A + Y_{11}} \overline{I_{ш1}^* I_{ш2}} \right], \quad (1.28)$$

где $I_{шA}^2$ — квадрат действующего значения процесса $i_{шA}$, некоррелированного с процессами $i_{ш1}$ и $i_{ш2}$.

Если токи $i_{ш1}$ и $i_{ш2}$ также некоррелированы или их корреляцией в приближенных расчетах можно пренебречь, то последнее слагаемое в выражении (1.28) отсутствует, т. е.

$$I_{ш.к.з}^2 = I_{ш2}^2 + (I_{шA}^2 + I_{ш1}^2) \left| \frac{Y_{21}}{Y_A + Y_{11}} \right|^2. \quad (1.28a)$$

1.4. ЭФФЕКТИВНАЯ ПОЛОСА ПРОПУСКАНИЯ

При шумовых расчетах должны учитываться только те спектральные составляющие шумов, которые проходят на выход радиоприемного устройства. Поэтому мощность шумов или квадрат их действующего значения пропорциональны полосе пропускания, в которой они измеряются (рассчитываются). Реальные усилительные схемы имеют резонансную характеристику, отличающуюся от прямоугольной. Вследствие этого понятие «полоса пропускания» приобретает неоднозначный смысл. Эффективная полоса пропускания, определяющая мощность шумов на выходе устройства, в общем случае может отличаться от полосы пропускания Π радиоприемного устройства, отсчитываемой на уровне 3 дБ по напряжению.

Приведем определение эффективной (шумовой) полосы пропускания, которым следует пользоваться при расчете шумовых характеристик. Для этого обратимся к схеме, изображенной на рис. 1.4, полагая, что двухполюсник A является источником шумов, а четырехполюсник B эквивалентен элементам системы, расположенным за источником шумов A .

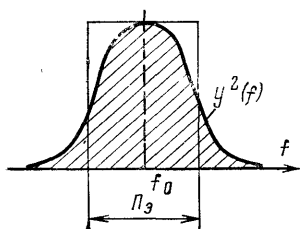


Рис. 1.9. К определению эффективной полосы пропускания.

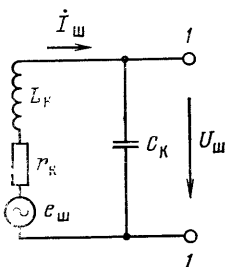


Рис. 1.10. К расчету эффективной полосы пропускания параллельного колебательного контура.

Коэффициент усиления номинальной мощности четырехполюсника определим функцией $K^0_P(f)$, а спектральную плотность номинальной мощности шумов $N_{шA}$ в пределах полосы пропускания четырехполюсника будем считать постоянной. Тогда номинальная мощность шумов $P_{шA}^{(2)}$, прошедших от источника A на выходные полюсы 2-2 четырехполюсника, равна:

$$P_{шA}^{(2)} = \int_0^\infty N_{шA} K^0_P(f) df = N_{шA} K^2_P \int_0^\infty y^2(f) df \quad (1.29)$$

или

$$P_{шA}^{(2)} = N_{шA} K^0_P \Pi_э, \quad (1.30)$$

где $y^2(f) = K^0_P(f) / K^0_P$ — квадрат функции, описывающей резонансную характеристику четырехполюсника; $\Pi_э$ — эффективная (шумовая) полоса пропускания:

$$\Pi_э = \int_0^\infty y^2(f) df. \quad (1.31)$$

Эта полоса пропускания и должна использоваться при шумовых расчетах. На рис. 1.9 приведена графическая интерпретация формулы (1.31). Эффективная полоса

пропускания численно равна основанию прямоугольника, площадь которого равновелика площади, заключенной между кривой квадрата функции $y^2(f)$ и осью абсцисс (на рисунке эта площадь заштрихована).

Поскольку резонансная характеристика радиоприемного устройства формируется в основном резонансными системами УПЧ, состоящими из одиночных или связанных колебательных контуров, проиллюстрируем на примере связь между эффективной полосой пропускания $\Pi_{\text{э}}$ и полосой пропускания Π , отсчитанной на уровне 3 дБ по напряжению, для одночного колебательного контура.

Пример 1.3. Определить эффективную (шумовую) полосу пропускания параллельного колебательного контура, эквивалентная схема которого изображена на рис. 1.10. Сопротивление r_k , учитывающее потери энергии в катушке индуктивности L_k контура, представлено эквивалентной шумовой схемой в виде нешумящего сопротивления r_k и генератора шума $e_{\text{ш}}$ с квадратом действующего значения напряжения тепловых шумов в элементарной полосе частот df , определяемых выражением (1-20), т. е.

$$(de_{\text{ш}})^2 = 4kT_0 r_k df. \quad (1.32)$$

Напряжение шумов на выходных полюсах 1-1 контура в этой же полосе df , определяемое непосредственно из рис. 1.10, равно:

$$dU_{\text{ш}} = \frac{de_{\text{ш}}}{Z_k} \frac{1}{j\omega C_k}, \quad (1.33)$$

где $Z_k = r_k(1 + jQ_k\alpha)$ — полное сопротивление последовательного контура;

$$Q_k = \frac{\rho}{r_k} \text{ — добротность;}$$

$$\alpha = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \text{ — относительная расстройка;}$$

$$\rho = \omega_0 L_k \text{ — характеристическое сопротивление контура.}$$

Принимая во внимание, что вблизи резонансной частоты контура справедливы допущения $\alpha \approx 2\Delta f/f_0$ и $1/\omega C_k \approx 1/\omega_0 C_k$, с учетом (1.32) и (1.33) выражение для квадрата действующего значения напряжения шумов на выходных полюсах 1-1 контура можно представить в виде

$$U_{\text{ш}}^2 = \int_0^{\infty} \frac{4kT_0 r_k}{r_k^2 [1 + (Q_k\alpha)^2] (\omega_0 C_k)^2} df \quad (1.34)$$

или

$$U_{\text{ш}}^2 = 4kT_0 R_k \int_0^{\infty} \frac{df}{1 + \varepsilon^2(f)}, \quad (1.35)$$

где $R_k = \frac{1}{r_k(\omega_0 C_k)^2} = \frac{p^2}{r_k}$ — активное сопротивление контура на полюсах 1-1; $\varepsilon = Q_k \alpha$ — обобщенная расстройка контура.

Из сравнения (1.35) с (1.29) видно, что функция

$$\frac{1}{1 + \varepsilon^2(f)} = y^2(f). \quad (1.36)$$

Таким образом, эффективная полоса пропускания одиночного параллельного контура

$$P_\varepsilon = \int_0^\infty \frac{df}{1 + \varepsilon^2(f)}. \quad (1.37)$$

Переходя в (1.37) к новой переменной интегрирования ε вместо f , выражение (1.37) можно преобразовать к виду

$$P_\varepsilon = \frac{P}{2} \int_{-\infty}^\infty \frac{d\varepsilon}{1 + \varepsilon^2} = P \frac{\pi}{2} \approx 1,57P, \quad (1.38)$$

где $P = f_0/Q_k$ — полоса пропускания одиночного параллельного контура, отсчитанная на уровне $y_n \approx 1/\sqrt{2}$ по напряжению (3 дБ).

Таким образом, эффективная полоса пропускания одиночного колебательного контура отличается от полосы пропускания этого контура по напряжению, отсчитанной на уровне 3 дБ, примерно на 50%.

Нетрудно показать [13], что с увеличением числа контуров (каскадов) эффективная полоса пропускания P_ε уменьшается и приближается к полосе P . Так, например, для трехкаскадного резонансного усилителя $P_\varepsilon \approx 1,16 P$, для пятикаскадного $P_\varepsilon \approx 1,1 P$ и т. д.

Из сказанного следует, что при расчете шумовых параметров радиоприемных устройств вместо эквивалентной полосы пропускания практически во всех случаях можно пользоваться приближенным выражением, принимая

$$P_\varepsilon \approx P. \quad (1.39)$$

1.5. ШУМЫ ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ

В шумовой фон, маскирующий радиосигналы, помимо собственных шумов радиоприемника входят шумы антенны. По мере совершенствования техники приема удельный вес собственных шумов радиоприемника уменьшается. Шумы, наводимые в приемной антенне, неустраняемы и поэтому именно они определяют предел повышения чувствительности радиоприемных устройств. Последнее обуславливает важность выявления и изуче-

ния количественных закономерностей, которым подчиняются шумы приемной антенны.

В диапазоне СВЧ основными источниками шумов антенны являются [5, 18]:

тепловые шумы, т. е. шумы, наводимые в антенне тепловыми флуктуациями носителей электричества в среде, окружающей антенну (атмосфера, Земля), а также шумы, возникающие в сопротивлении потерь антенны; космические шумы, обусловленные приемом радиоизлучения различных небесных объектов.

Квадрат действующего значения э. д. с. тепловых шумов формально можно представить в виде

$$E_{шA1}^2 = 4kT_{A1}(R_n + R_\Sigma)\Pi, \quad (1.40)$$

где R_n и R_Σ — сопротивление потерь и излучения антенны соответственно; T_{A1} — шумовая температура антенны; Π — полоса пропускания, в пределах которой измеряются или рассчитываются шумы.

Так как $R_n + R_\Sigma = R_A$, где R_A — полное сопротивление антенны, то

$$E_{шA1}^2 = 4kT_{A1}R_A\Pi. \quad (1.41)$$

Квадрат действующего значения э. д. с. космических шумов по аналогии с тепловыми шумами можно записать следующим образом:

$$E_{шA2}^2 = 4kT_{A2}^*R_\Sigma\Pi. \quad (1.42)$$

Поскольку к. п. д. антенны [15] $\eta_A = R_\Sigma/R_A$, то $R_\Sigma = R_A\eta_A$ и, следовательно,

$$E_{шA2}^2 = 4kT_{A2}^*\eta_AR_A\Pi. \quad (1.43)$$

Таким образом, квадрат действующего значения э. д. с. полных шумов антенны в диапазоне СВЧ можно представить как

$$E_{шA}^2 = 4kR_A\Pi(T_{A1} + T_{A2}) = 4kT_AR_A\Pi, \quad (1.44)$$

где $T_{A2} = T_{A2}^*\eta_A$ — шумовая температура космических шумов; T_A — полная шумовая температура антенны.

Можно также пользоваться понятием относительной шумовой температуры. Согласно определению (1.24)

шумовая температура антенны t_A выражается отношением $t_A = T_A / T_0$. Полные шумы антенны (1.44) удобно интерпретировать как тепловые, возникающие в сопротивлении R_A при температуре T_A . Эквивалентная шумовая схема антенны при этом будет иметь вид, изображенный на рис. 1.11.

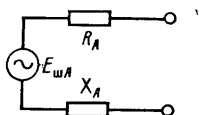


Рис. 1.11. Эквивалентная шумовая схема антенны.

Приближенно составляющую шумовой температуры антенны T_{A1} , обусловленную тепловыми шумами, можно оценить по следующей формуле [18]:

$$T_{A1} = \gamma_H T_H + \gamma_3 T_0, \quad (1.45)$$

где γ_3 — та часть излучаемой антенной энергии (при работе на передачу), которая поглощается земной поверхностью; γ_H — оставшаяся рассеивающаяся в пространстве

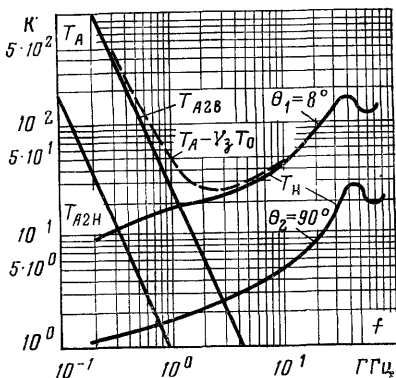


Рис. 1.12. Графики зависимости составляющих шумовой температуры антенны от частоты.

часть излучаемой антенной энергии; T_H — шумовая температура неба; T_0 — шумовая температура Земли, принимаемая равной средней температуре окружающей среды.

Шумовая температура неба T_H определяется температурой и коэффициентами поглощения различных слоев

атмосферы и зависит от длины волны, направления антенны по углу места и состояния атмосферы. На рис. 1.12 приведены графики зависимости шумовой температуры T_n от частоты для углов места антенны $\theta_1=8^\circ$ и $\theta_2=90^\circ$.

Поглощение Землей энергии, излучаемой антенной, в сильной степени зависит от угла встречи радиоволны с поверхностью Земли, длины волны, вида поляризации и свойств земной поверхности. Если антенна имеет узкую диаграмму направленности, расположенную под некоторым углом к горизонту, то за счет боковых лепестков Землей в среднем поглощается 10—15% излучаемой энергии [18]. При этом на основании формулы (1.45) можно ожидать, что для частот $f \leq 10\div 15$ ГГц шумовая температура T_{A1} не превышает 50—70 К.

Температура T_{A2} космических шумов зависит от углового положения максимума диаграммы направленности антенны, поскольку распределение источников космического излучения на небесной сфере весьма неравномерно. Кроме того, уровень космических шумов существенно изменяется во времени. Графики зависимости шумовой температуры T_{A2} от частоты также показаны на рис. 1.12 для направлений с низким уровнем космических шумов $T_{A2н}$ и для направлений с высоким уровнем шумов $T_{A2в}$.

Из рис. 1.12 видно, что для наземных радиоприемных устройств СВЧ, чувствительность которых ограничивается в основном шумами антенны, наиболее благоприятными являются частоты, лежащие в диапазоне $f \approx 1\div 10$ ГГц, в котором шумовая температура антенны T_A не превосходит 60—80 К.

В диапазоне частот $f < 100$ МГц тепловые шумы антенны, а следовательно, и шумовая температура T_{A1} , пренебрежимо малы по сравнению с другими видами внешних помех. При этом полные шумы антенны определяются внешними атмосферными и промышленными помехами, а также космическими шумами. Источниками атмосферных помех являются грозовые разряды, происходящие одновременно в различных районах земного шара. Если не учитывать местных гроз, уровень атмосферных помех носит квазистационарный характер. Он зависит от географических координат и сравнительно медленно изменяется в течение суток и от сезона к сезону.

Промышленные помехи вызываются работающими электрическими аппаратами, системами зажигания двигателей внутреннего сгорания, а также линиями электропередачи.

На рис. 1.13 приведены примерные графики зависимости поля космических шумов, атмосферных и промышленных помех от частоты, пересчитанных к полосе частот $\Pi=1$ кГц [8]. Используя эти графики и полагая, что в пределах сравнительно узкой полосы пропускания радиоприемника спектр помех можно считать равномер-

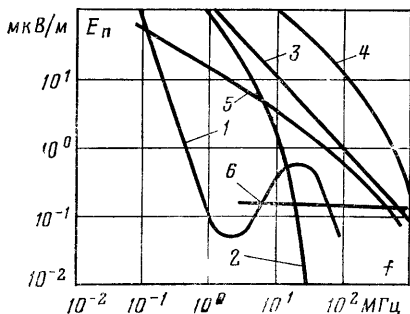


Рис. 1.13. Графики зависимости напряженности поля внешних помех от частоты. 1—3 — средний уровень атмосферных помех днем, ночью и при местной грозе соответственно; 4, 5 — средний уровень промышленных помех в городах и сельской местности; 6 — максимальный уровень космических шумов.

ным, выражение (1.44) для полных шумов антенны можно записать в виде

$$E_{\text{шА}}^2 = 4kT_A R_A \Pi \approx E_{\text{п}}^2 h_g^2 \Pi, \quad (1.46)$$

где $E_{\text{п}}^2 = E_{\text{косм}}^2 + E_{\text{атм}}^2 + E_{\text{пром}}^2$ — квадрат действующего значения напряженности поля космических шумов, атмосферных и промышленных помех; h_g — действующая высота антенны.

Эквивалентная шумовая температура антенны при этом может быть определена как

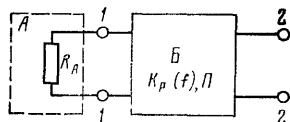
$$T_A = \frac{E_{\text{п}}^2 h_g^2}{4kR_A}. \quad (1.46a)$$

1.6. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА

При анализе шумовых свойств и расчете чувствительности радиоприемного устройства весьма удобным является такой параметр, как коэффициент шума. В настоящее время существует несколько эквивалентных друг другу определений этого параметра. Дадим определение одного из них [18], а затем покажем, что другие определения по существу не отличаются от приведенного.

Предположим, имеется устройство (рис. 1.14), состоящее из шумящего линейного четырехполюсника B и присоединенного к его входным полюсам 1-1 эквивалента источника системы A . Эквивалент источника сигнала представляет собой пассивный двухполюсник, сопротивление которого равно внутреннему сопротивлению источника сигнала. Если источником сигнала является антенна, то пассивный двухполюсник A представляет собой эквивалент антенны.

Рис. 1.14. К определению коэффициента шума четырехполюсника.



Коэффициентом шума \mathcal{N} линейного четырехполюсника B называется число, показывающее, во сколько раз спектральная плотность мощности шумов четырехполюсника вместе с эквивалентом источника сигнала больше спектральной плотности мощности шумов собственно эквивалента источника сигнала. При этом обе сравниваемые величины должны быть отнесены к одним и тем же полюсам (либо ко входным 1-1, либо к выходным 2-2) четырехполюсника.

Согласно определению

$$\mathcal{N}(f) = \frac{N_{\Sigma}^{(1)}(f)}{N_{\Sigma A}^{(1)}(f)} = \frac{N_{\Sigma}^{(2)}(f)}{N_{\Sigma A}^{(2)}(f)}, \quad (1.47)$$

где $N_{\Sigma}^{(1)}(f)$ и $N_{\Sigma}^{(2)}(f)$ — спектральная плотность шумов системы AB (четыреполюсника вместе с источником сигнала) на полюсах 1-1 и 2-2 соответственно; $N_{\Sigma A}^{(1)}(f)$ и $N_{\Sigma A}^{(2)}(f)$ — спектральная плотность шумов на входных 1-1 и выходных 2-2 полюсах четырехполюсника B , обусловленная собственными шумами эквивалента источника сигнала.

Коэффициент шума $\mathcal{N}(f)$, как и спектральная плотность мощности шумов, в общем случае является функцией частоты и характеризует шумы четырехполюсника в элементарной полосе пропускания df . Этот параметр [2, 7, 18] называется дифференциальным коэффициентом шума.

В большинстве случаев представляет интерес расчет не спектральной плотности, а мощности полных шумов

$P_{ш\Sigma}^{(1)}$ на входных 1-1 или $P_{ш\Sigma}^{(2)}$ на выходных 2-2 полюсах четырехполюсника. Это, в частности, объясняется тем, что при определении чувствительности радиоприемного устройства (1.1) интересуются влиянием шумов на качество приема сигнала не на одной частоте, а в полосе пропускания системы. Кроме того, обычно применяемые для измерения шумов измерительные приборы также регистрируют мощность шумов $P_{ш\Sigma}$, а не спектральную плотность $N_{ш\Sigma}$. Поэтому оказывается целесообразным ввести новый параметр, служащий для оценки интегрального воздействия шумов в пределах полосы пропускания данной системы. По аналогии с определением (1.47) можно записать:

$$Ш = \frac{P_{ш\Sigma}^{(1)}}{P_{шA}^{(1)}} = \frac{P_{ш\Sigma}^{(2)}}{P_{шA}^{(2)}}. \quad (1.48)$$

Мощности $P_{ш}$ (1.48) связаны с соответствующими спектральными плотностями мощности $N_{ш}(f)$ (1.47) выражением (1.4). Параметр $Ш$ (1.48) называется интегральным коэффициентом шума.

Обычно линейный четырехполюсник B , применительно к которому введено определение коэффициента шума (1.47), представляет собой один или несколько каскадов радиоприемника или даже всю его линейную часть (рис. 1.1) с узкой полосой пропускания по сравнению со спектром шумов. При этом спектральную плотность мощности полных шумов $N_{ш\Sigma}(f)$ системы AB , как и спектральную плотность мощности $N_{шA}$ эквивалента источника сигнала, а следовательно, и коэффициент шума $Ш(f)$, в полосе пропускания системы можно считать величиной постоянной. Иначе говоря, при всех связанных с шумами радиоприемного устройства расчетах практически достаточно знание только коэффициента шума на средней частоте полосы пропускания, поэтому можно считать, что

$$Ш(f) \approx Ш(f_0) = Ш. \quad (1.49)$$

При расчетах и измерениях коэффициента шума $Ш$ удобно, хотя и не обязательно, сравнивать номинальные мощности шумов, а для определенности температуру четырехполюсника B и двухполюсника A принять равной температуре окружающей среды T_0 . Далее будет по-

казано, что если последнее условие не выполняется на практике, то это легко учесть при расчете чувствительности радиоприемного устройства.

Исходя из сказанного, а также принимая во внимание соотношения (1.11)—(1.13) и (1.21), представим (1.48) в виде

$$Ш = \frac{P_{ш\Sigma}^{(2)}}{P_{шA}^{(2)}} = 1 + \frac{P_{ш,с\text{об}}^{(2)} q_2}{P_{шA}^{(1)} q_1 K_P^0 \frac{q_2}{q_1}} = 1 + \frac{P_{ш,с\text{об}}^{(2)}}{k l_0 I I K_P^0} \quad (1.50)$$

и

$$Ш = \frac{P_{ш\Sigma}^{(1)}}{P_{шA}^{(1)}} = 1 + \frac{P_{ш,с\text{об}}^{(1)} q_1}{P_{шA}^{(1)} q_1} = 1 + \frac{P_{ш,с\text{об}}^{(1)}}{k \Gamma_0 \Pi}. \quad (1.51)$$

При этом предполагалось, что к выходным полюсам 2-2 четырехполюсника подключена нешумящая нагрузка с коэффициентом согласования $q_2 \neq 1$.

Из выражений (1.50) и (1.51) следует, что при расчете коэффициента шума через номинальные мощности и коэффициент передачи номинальной мощности совсем не обязательно, чтобы были выполнены условия согласования на входе ($q_1=1$) и выходе ($q_2=1$) четырехполюсника. Номинальная мощность и коэффициент передачи номинальной мощности просто являются удобными параметрами при расчете коэффициента шума четырехполюсника.

Учитывая (1.8), (1.10) и (1.12), выражения для коэффициента шума (1.50) и (1.51) можно также записать следующим образом:

$$Ш = \frac{P_{ш\Sigma}^{(2)}}{P_{шA}^{(2)}} = \frac{I_{ш\Sigma \kappa.3}^{(2)}}{I_{шA \kappa.3}^{(2)}} = \frac{U_{ш\Sigma \kappa.х}^2}{U_{шA \kappa.х}^2} \quad (1.52)$$

и

$$Ш = \frac{P_{ш\Sigma}^{(1)}}{P_{шA}^{(1)}} = \frac{I_{ш\Sigma \kappa.3}^{(1)}}{I_{шA \kappa.3}^{(1)}} = \frac{U_{ш\Sigma \kappa.х}^2}{U_{шA \kappa.х}^2}, \quad (1.53)$$

где $I_{ш \kappa.3}^2$ и $U_{ш \kappa.х}^2$ — квадраты тока короткого замыкания и напряжения холостого хода шумов на соответствующих полюсах.

Так как номинальные мощности, необходимые для расчета коэффициента шума, также определяются через

токи короткого замыкания или напряжения холостого хода шумов, то на практике в большинстве случаев оказывается более удобным определять коэффициент шума, пользуясь выражениями (1.52) или (1.53).

Из выражения для коэффициента шума

$$\Pi = \frac{P_{\Sigma}^{(1)}}{kT_0\Pi} = \frac{P_{\Sigma}^{(2)}}{kT_0\Pi K^0_P} \quad (1.54)$$

следует несколько интересных для практики соотношений. Полная мощность шумов системы AB на входных 1-1 и выходных 2-2 полюсах четырехполюсника соответственно равна:

$$P_{\Sigma}^{(1)} = kT_0\Pi\Pi; \quad (1.55)$$

$$P_{\Sigma}^{(2)} = kT_0\Pi K^0_P\Pi. \quad (1.56)$$

Мощность собственных шумов четырехполюсника, т. е. шумов, возникающих в самом четырехполюснике, измеренная соответственно на его входных 1-1 и выходных 2-2 полюсах, выражается как

$$P_{\Sigma, \text{соб}}^{(1)} = P_{\Sigma}^{(1)} - P_{\Sigma A}^{(1)} = kT_0\Pi(\Pi - 1); \quad (1.57)$$

$$P_{\Sigma, \text{соб}}^{(2)} = P_{\Sigma}^{(2)} - P_{\Sigma A}^{(2)} = kT_0\Pi K^0_P(\Pi - 1). \quad (1.58)$$

Соотношения (1.55) и (1.56) отражают основной физический смысл параметра «коэффициент шума». Он показывает, во сколько раз полная мощность шумов четырехполюсника и эквивалента источника сигнала, отнесенная ко входным 1-1 или выходным 2-2 полюсам, превышает мощность шумов пассивного двухполюсника A . Следовательно, коэффициент шума является мерой полных шумов системы, отнесенных ко входу $P_{\Sigma}^{(1)}$.

В заключение отметим, что иногда [7, 13] коэффициент шума определяют, как число, показывающее, во сколько раз изменяется отношение сигнал/шум на выходе системы AB по сравнению с таким же отношением на ее входе, т. е.

$$\Pi = \frac{P_c^{(1)}/P_{\Sigma A}^{(1)}}{P_c^{(2)}/P_{\Sigma}^{(2)}}, \quad (1.59)$$

где $P_{\Sigma A}^{(1)} = kT_0\Pi$; $P_{\Sigma}^{(2)} = kT_0\Pi K^0_P + P_{\Sigma, \text{соб}}^{(2)}$; $P_c^{(2)} = P_c^{(1)}K^0_P$.

Легко видеть, что определение (1.59) не отличается от приведенного ранее. Действительно,

$$\mathcal{M} = \frac{P_c^{(1)} (P_{шA}^{(1)} K_P^0 + P_{ш.соб}^{(2)})}{P_{шA}^{(1)} P_c^{(1)} K_P^0} = 1 + \frac{P_{ш.соб}^{(2)}}{kT_0 \Pi K_P^0}. \quad (1.60)$$

В выражениях (1.59) и (1.60) для обозначений номинальных мощностей шумов вместо $P_{ш}^0$ приняты обозначения $P_{ш}$. Последнее будет использоваться и дальше, поскольку мы условились, что коэффициент шума будем определять только через номинальные мощности шумов или величины, пропорциональные им ($I_{ш.к.з}^2$ и $U_{ш.х.х}^2$).

1.7. СВЯЗЬ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА С КОЭФФИЦИЕНТОМ ШУМА

Коэффициент шума является параметром, характеризующим степень совершенства схемы и конструкции радиоприемного устройства, так как он представляет собой меру полных шумов, т. е. шумов радиоприемника вместе с шумами эквивалента антенны (1.55). Для расчета чувствительности радиоприемного устройства в общем случае необходимо знание полной мощности шумов радиоприемника и реальной антенны, а не ее эквивалента. Поскольку номинальная мощность шумов реальной антенны из (1.44) равна

$$P_{шA}^{(1)} = kT_A \Pi = kT_0 t_A \Pi, \quad (1.61)$$

а номинальная мощность собственных шумов радиоприемника определяется выражением (1.57), то полная мощность шумов на входе реального радиоприемного устройства может быть представлена в виде

$$\begin{aligned} P_{ш\Sigma}^{(1)} &= P_{шA}^{(1)} + P_{ш.соб}^{(1)} = kT t_A \Pi + kT_0 \Pi (\mathcal{M} - 1) = \\ &= kT_0 \Pi (\mathcal{M} - 1 + t_A). \end{aligned} \quad (1.62)$$

Величину $(\mathcal{M} - 1 + t_A)$, определяющую полную мощность шумов на входе реального радиоприемного устройства, иногда называют эффективным коэффициентом шума [18], а величину $(\mathcal{M} - 1)$ — собственным или избыточным коэффициентом шума.

С учетом (1.62) выражение (1.1) для чувствительности радиоприемного устройства можно записать так:

$$P_{с.мин} = kT_0 \Pi (\mathcal{M} - 1 + t_A) D, \quad (1.63)$$

где $P_{с.мин}$ — минимальная мощность сигнала в антенне.

Соотношение (1.63) позволяет рассчитать чувствительность радиоприемного устройства, выраженную в единицах мощности. Такое определение чувствительности используется в основном в диапазоне сантиметровых и более коротких волн. В диапазоне метровых и более длинных волн чувствительность принято выражать в единицах напряжения:

$$E_{с. мин} = \sqrt{4R_A P_{с. мин}} = \sqrt{4R_A kT_M \Pi (\Pi - 1 + t_A) D}, \quad (1.64)$$

где $E_{с. мин}$ — э. д. с. сигнала в антенне.

В диапазоне дециметровых волн чувствительность выражается как в единицах мощности (1.63), так и в единицах напряжения (1.64). В общем случае при расчете чувствительности радиоприемных устройств следует пользоваться формулами (1.63) или (1.64). Однако часто допустимы упрощения. Действительно, в тех случаях, когда

$$\Pi \gg |t_A - 1|, \quad (1.65)$$

чувствительность радиоприемных устройств можно рассчитывать по формулам

$$P_{с. мин} \approx kT_0 \Pi \Pi D \quad (1.66)$$

или

$$E_{с. мин} \approx \sqrt{4kT_0 R_A \Pi \Pi D}. \quad (1.67)$$

Условию (1.65) удовлетворяют радиоприемные устройства с высоким уровнем шумов входных каскадов.

Напротив, когда шумы антенны существенно превосходят собственные шумы радиоприемника, отнесенные к его входу, т. е. когда

$$t_A \gg \Pi - 1, \quad (1.68)$$

можно считать, что

$$P_{с. мин} \approx kT_0 t_A \Pi D = kT_A \Pi D \quad (1.69)$$

или

$$E_{с. мин} \approx \sqrt{4kT_A R_A \Pi D}. \quad (1.70)$$

Заметим, что в [14, 15] чувствительность, определяемую формулами (1.63) и (1.64), обычно называют реальной чувствительностью радиоприемного

устройства. Наряду с этим понятием иногда вводят понятие пороговой чувствительности, которая выражается теми же формулами, но в предположении, что коэффициент различимости $D=1$.

Исходя из рассмотрения условий (1.65) и (1.68), можно считать, что совершенствовать радиоприемник с целью уменьшения его коэффициента шума \mathcal{N} имеет смысл только до тех пор, пока примерно удовлетворяется неравенство $\mathcal{N}-1 > 0,1t_A$. В противном случае имеет место условие (1.68) и коэффициент шума практически перестает влиять на чувствительность радиоприемного устройства. Последнее характерно для радиоприемных устройств диапазона сравнительно длинных волн.

В радиоприемных устройствах, входными каскадами которых являются усилители радиочастоты с очень низким уровнем собственных шумов, коэффициент шума \mathcal{N} становится неудобным (или малонаглядным) параметром для оценки степени совершенства приемника и его отдельных каскадов. Так, например, усилители с очень близкими значениями коэффициента шума 1,1 и 1,03 существенно отличаются по собственному коэффициенту шума $\mathcal{N}-1$, а следовательно, и по своим возможностям обеспечивать высокую чувствительность.

Неудобство использования собственного (избыточного) коэффициента шума состоит в том, что для малошумящих усилителей он выражается сравнительно малым числом — десятими и сотыми долями единицы. Поэтому для таких усилителей, используемых в сверхчувствительных радиоприемниках, оказалось целесообразным вместо собственного коэффициента шума $\mathcal{N}-1$ ввести новый параметр — собственную шумовую температуру радиоприемника (четырёхполюсника).

Номинальную мощность собственных шумов четырёхполюсника B (1.57) формально можно представить в виде

$$P_{ш.соб}^{(1)} = kT_B \Pi. \quad (1.71)$$

Сравнивая (1.57) и (1.71), получаем:

$$T_B = T_0(\mathcal{N}-1). \quad (1.72)$$

Собственная шумовая температура четырёхполюсника T_B (как и его коэффициент шума) зависит не только от параметров четырёхполюсника, но и от внутреннего сопротивления эквивалента источника сигнала. Однако

собственная шумовая температура не зависит от шумовой температуры эквивалента источника сигнала, которая, как уже подчеркивалось раньше, при определении коэффициента шума всегда принимается равной T_0 .

Если собственную шумовую температуру радиоприемника обозначить $T_{\text{пр}}$, то согласно выражению (1.63) чувствительность радиоприемного устройства определится как

$$P_{\text{с.мин}} = k\Pi (T_{\text{пр}} + T_A) D \quad (1.73)$$

или

$$E_{\text{с.мин}} = \sqrt{4kR_A \Pi (T_{\text{пр}} + T_A) D}. \quad (1.74)$$

1.8. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА СИСТЕМЫ КАСКАДНО СОЕДИНЕННЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Линейная часть радиоприемника представляет собой систему каскадно соединенных линейных (активных и пассивных) четырехполюсников. Для определения коэффициента шума радиоприемника достаточно измерить или рассчитать коэффициенты шума отдельных четырехполюсников его линейной части, а затем соответствующим образом их просуммировать.

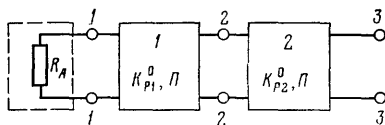


Рис. 1.15. К расчету коэффициента шума системы каскадно соединенных четырехполюсников.

Рассмотрим сначала систему, состоящую из двух четырехполюсников 1, 2, и эквивалента источника сигнала (рис. 1.15). В соответствии с (1.48) коэффициент шума данной системы можно определить по формуле

$$\Pi_{1,2} = \frac{P_{\text{ш}\Sigma}^{(3)}}{P_{\text{ш}A}^{(3)}}. \quad (1.75)$$

Номинальная мощность шумов системы $P_{\text{ш}\Sigma}^{(3)}$ на полюсах 3-3', включающая в себя шумы эквивалента источни-

ка сигнала и собственные шумы четырехполюсников 1 и 2, пересчитанные на эти полюсы, равна:

$$P_{ш\Gamma}^{(3)} = kT_0 \Pi K_{P1}^0 K_{P2}^0 + kT_0 \Pi (\Pi_1 - 1) K_{P1}^0 K_{P2}^0 + \\ + kT_0 \Pi (\Pi_2 - 1) K_{P2}^0. \quad (1.76)$$

Подставляя (1.76) в (1.75) и принимая во внимание, что

$$P_{шA}^{(3)} = kT_0 \Pi K_{P1}^0 K_{P2}^0, \quad (1.77)$$

получаем:

$$\Pi_{1,2} = \Pi_1 + \frac{\Pi_2 - 1}{K_{P1}^0}. \quad (1.78)$$

Заменяя далее четырехполюсники 1 и 2 одним четырехполюсником с коэффициентом шума $\Pi_{1,2}$ и коэффициентом усиления номинальной мощности $K_{P1,2}^0 = K_{P1}^0 K_{P2}^0$ и присоединяя к его выходным полюсам 3-3 четырехполюсник 3, аналогичным способом легко определить коэффициент шума трех каскадно соединенных четырехполюсников 1, 2, 3, который будет равен:

$$\Pi_{1,2,3} = \Pi_1 + \frac{\Pi_2 - 1}{K_{P1}^0} + \frac{\Pi_3 - 1}{K_{P1}^0 K_{P2}^0}. \quad (1.79)$$

Очевидно, коэффициент шума Π_n системы n каскадно соединенных четырехполюсников можно выразить формулой

$$\Pi_{1,2,3,\dots,n} = \Pi_1 + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\Pi_{i+1} - 1}{\prod_{j=1}^i K_{Pj}^0}, \quad (1.80)$$

где Π_i — коэффициент шума i -го четырехполюсника ($i = 1, 2, 3, \dots, n$); $\prod_{j=1}^i K_{Pj}^0$ — коэффициент передачи номинальной мощности системы, включающей $n - 1$ четырехполюсников.

Коэффициенты Π_i и $\prod_{j=1}^i K_{Pj}^0$ должны быть измерены

или рассчитаны при внутренней проводимости источника сигнала, равной выходной проводимости всей схемы, предшествующей i -му четырехполюснику.

Формула (1.80) получена в предположении, что каждый каскад имеет АЧХ прямоугольной формы и его выходная проводимость является положительной. В тех случаях, когда выходная проводимость хотя бы одного каскада отрицательна, непосредственное использование формулы (1.80) для расчета коэффициента шума системы каскадно соединенных четырехполюсников затруднено.

Подтвердим сказанное конкретным примером.

Пример 1.4. Определить коэффициент шума системы, состоящей из двух каскадно соединенных четырехполюсников (рис. 1.15), в предположении, что выходная проводимость первого четырехполюсника отрицательна ($g_{\text{вых}1} < 0$).

Согласно формулам (1.12) и (1.13) номинальная мощность собственных шумов $P_{\text{ш.соб}}^{(2)}$ и коэффициент передачи номинальной мощности K_{P1}^0 этого четырехполюсника будут отрицательны. Собственный коэффициент шума (1.62) первого четырехполюсника при этом является положительной, т. е.

$$Ш_1 - 1 = \frac{P_{\text{ш.соб}}^{(2)}}{P_{\text{шА}}^{(1)} K_{P1}^0} > 0. \quad (1.81)$$

Поскольку выходная проводимость второго четырехполюсника $g_{\text{вых}2}$ положительна, а проводимость эквивалента источника сигнала $g_{\text{вых}1}$, измеренная на полюсах 2-2, отрицательна, номинальная мощность собственных шумов $P_{\text{ш.соб}}^{(3)}$ второго четырехполюсника положительна, а коэффициент передачи номинальной мощности K_{P2}^0 отрицателен. При этом отрицательной будет также номинальная мощность шумов эквивалента источника сигнала, подключенного к полюсам 2-2. Следовательно, собственный коэффициент шума второго четырехполюсника

$$Ш_2 - 1 = \frac{P_{\text{ш.соб}}^{(3)}}{P_{\text{ш}}^{(2)} K_{P2}^0} > 0. \quad (1.82)$$

Из определения коэффициента шума системы (четыреполюсников 1 и 2) по формуле (1.78) следует:

$$\frac{Ш_2 - 1}{K_{P1}^0} < 0, \quad (1.83)$$

что противоречит реальным физическим процессам. В этом и состоит трудность непосредственного использования формулы (1.80) для определения коэффициента шума системы каскадно соединенных четырехполюсников, включающей в себя четырехполюсник с отрицательной выходной проводимостью.

Преодолеть эту трудность можно двумя способами [2].

Первый способ заключается в том, что при определении коэффициента шума системы, включающей в себя четырехполюсник с отрицательной выходной проводимостью, вводят так называемую обменную мощность шумов, а также обобщенные коэффициент передачи номинальной мощности и коэффициент шума, причем обменная мощность и обобщенный коэффициент передачи номинальной мощности рассчитываются, как и ранее, по формулам (1.12) и (1.13), но с учетом знаков соот-

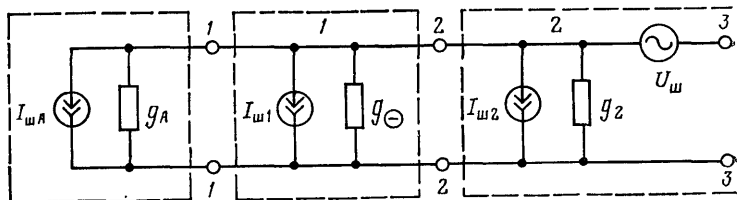


Рис. 1.16. К расчету коэффициента шума двух каскадно соединенных четырехполюсников с отрицательной (1) и с положительной (2) выходной проводимостью.

ветствующих проводимостей (сопротивлений). Обменная мощность шумов источника сигнала должна рассчитываться по формуле (1.8), но без учета знака его проводимости.

Обобщенный коэффициент шума любого четырехполюсника, в том числе и второго (рис. 1.15), при этом определяется по формуле

$$Ш_{об2} = 1 + \frac{P_{ш.соб}^{(3)}}{K_{P2}^0 k T_0 \Pi}. \quad (1.84)$$

Так как произведение $kT_0\Pi$ всегда положительно, то для системы, рассмотренной в примере 1.4, собственный коэффициент шума $Ш_{об2}-1 < 0$ и формула (1.80) остается справедливой также для тех случаев, когда система каскадно соединенных четырехполюсников содержит четырехполюсник с отрицательной выходной проводимостью.

При втором способе формула (1.80) непосредственно не используется, а определение коэффициента шума системы каскадно соединенных четырехполюсников, содержащих четырехполюсник с отрицательной выходной проводимостью, осуществляется непосредственно из

эквивалентных шумовых схем по формулам (1.52) и (1.53).

Рассмотрим конкретный пример, иллюстрирующий это положение.

Пример 1.5. Пусть система, приведенная на рис. 1.15, описывается эквивалентной шумовой схемой, изображенной на рис. 1.16. Проводимости источника сигнала g_A и второго четырехполюсника g_2 положительны, а проводимость первого четырехполюсника g_{\ominus} отрицательна. Все проводимости нешумящие, а их шумы учтены статистически независимыми генераторами шумов, которые согласно формуле Найквиста можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} I_{шA}^2 &= 4kT_0 g_A \Pi, \quad I_{ш2}^2 = 4kT_0 g_2 \Pi; \\ I_{ш1}^2 &= 4kT_0 |g_{\ominus}| \Pi, \quad U_{ш}^2 = 4kT_0 R_{ш} \Pi, \end{aligned} \right\} \quad (1.85)$$

где $R_{ш}$ — фиктивное сопротивление, использующееся для определения напряжения $U_{ш}$.

В соответствии с формулой (1.52) коэффициент шума системы можно записать в виде

$$Ш_{1,2} = \frac{I_{ш.к.з}^{2(3)}}{I_{шA.к.з}^{2(3)}}. \quad (1.86)$$

Непосредственно из схемы на рис. 1.16 с учетом выражения (1.28) для токов короткого замыкания получаем:

$$I_{ш.к.з}^{2(3)} \Sigma = I_{шA}^2 + I_{ш1}^2 + I_{ш2}^2 + U_{ш}^2 (g_A - |g_{\ominus}| + g_2)^2; \quad (1.87)$$

$$I_{шA.к.з}^{2(3)} = I_{шA}^2. \quad (1.88)$$

После подстановки (1.87) и (1.88) в (1.86) с учетом (1.85), имеем:

$$Ш_{1,2} = 1 + \frac{|g_{\ominus}|}{g_A} + \frac{g_2 + R_{ш}(g_A - |g_{\ominus}| + g_2)^2}{g_A}. \quad (1.89)$$

Нетрудно заметить, что первые два слагаемые в выражении (1.89) представляют собой коэффициент шума $Ш_1$ первого каскада, т. е.

$$Ш_1 = 1 + \frac{|g_{\ominus}|}{g_A}. \quad (1.90)$$

Третье слагаемое (1.89) можно преобразовать к виду

$$\frac{Ш_2 - 1}{K_{P1}^0} = \frac{g_A - |g_{\ominus}|}{g_A} \frac{g_2 + R_{ш}(g_A - |g_{\ominus}| + g_2)^2}{g_A - |g_{\ominus}|}, \quad (1.91)$$

где

$$K_{P1}^0 = \frac{g_A}{g_A - |g_{\ominus}|},$$

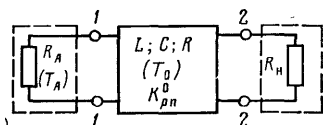
следовательно, выражение (1.89) соответствует формуле (1.80).

Отметим, что в большинстве практических случаев второй способ определения коэффициента шума системы на рис. 1.15 требует меньших усилий и проще, так как при определении коэффициента шума по формуле (1.80) требуется знание шумовых мощностей и коэффициентов передачи номинальной мощности, которые без знания шумовых токов и напряжений рассчитать невозможно.

1.9. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА ПАССИВНОГО ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКА

В реальных радиоприемных устройствах между антенной и первым каскадом могут включаться фидерные линии, волноводы, согласующие элементы, циркуляторы, направленные ответвители, антенные переключатели и другие пассивные элементы с потерями. Все эти элементы можно рассматривать как некоторый пассивный четырехполюсник (рис. 1.17), характеризующийся коэф-

Рис. 1.17. К определению коэффициента шума пассивного четырехполюсника.



фициентом передачи номинальной мощности K_{pn}^0 и коэффициентом шума Π_{Σ} . Используя общее соотношение (1.48), рассчитаем коэффициент шума такого четырехполюсника. Для общности предположим, что эквивалент источника сигнала R_A (эквивалент антенны) имеет шумовую температуру T_A , а четырехполюсник — температуру окружающей среды T_0 . Подключим к выходу четырехполюсника (к полюсам 2-2) нешумящую нагрузку R_H и будем считать, что согласование на входе и выходе четырехполюсника отсутствует ($q_1 \neq 1$ и $q_2 \neq 1$).

Вначале предположим, что шумовая температура эквивалента источника сигнала не отличается от шумовой температуры четырехполюсника T_0 . Тогда согласно (1.12) и (1.21) суммарная мощность шумов, поступающих в нагрузку R_H , равна:

$$P_{\Sigma}^{*(2)} = kT_0 \Pi q_2. \quad (1.92)$$

Так как в выражение (1.92) входит мощность шумов эквивалента источника сигнала при температуре T_0 , а его действительная температура принята равной T_A , то из (1.92) необходимо вычесть мощность шумов экви-

валента источника сигнала при температуре T_0 и прибавить мощность его шумов при температуре T_A , т. е.

$$P_{ш\Sigma}^{(2)} = kT_0\Pi q_2 - kT_0\Pi q_1 K_{P\Pi}^0 \frac{q_2}{q_1} + kT_A\Pi q_1 K_{P\Pi}^0 \frac{q_2}{q_1} \quad (1.93)$$

или

$$P_{ш\Sigma}^{(2)} = kT_0\Pi q_2 \left(1 - K_{P\Pi}^0 + \frac{T_A}{T_0} K_{P\Pi}^0 \right). \quad (1.94)$$

Мощность шумов эквивалента источника сигнала при температуре T_A , поступающих в нагрузку четырехполюсника, равна:

$$P_{шA}^{(2)} = kT_A\Pi q_1 K_{P\Pi}^0 \frac{q_2}{q_1}. \quad (1.95)$$

Подставляя (1.94) и (1.95) в (1.48), получаем:

$$\Pi_{\Pi} = 1 + \frac{T_0}{T_A} \left(\frac{1}{K_{P\Pi}^0} - 1 \right). \quad (1.96)$$

Когда шумовая температура эквивалента источника сигнала равна шумовой температуре четырехполюсника ($T_0 = T_A$), коэффициент шума пассивного четырехполюсника равен величине, обратной коэффициенту передачи номинальной мощности $K_{P\Pi}^0$ этого четырехполюсника, т. е.

$$\Pi_{\Pi} = \frac{1}{K_{P\Pi}^0}. \quad (1.97)$$

Рассмотрим влияние пассивного четырехполюсника на коэффициент шума радиоприемного устройства. В общем случае его можно записать в виде

$$\Pi_{\Pi PM} = \frac{1}{K_{P\Pi}^0} + \frac{\Pi - 1}{K_{P\Pi}^0} = \frac{\Pi}{K_{P\Pi}^0}, \quad (1.98)$$

где Π — коэффициент шума той части радиоприемного устройства, которая расположена после пассивного четырехполюсника. Из выражения (1.98) можно заключить, что на входе чувствительных радиоприемников необходимо применение схем и конструкций пассивных элементов, которые имели бы небольшие потери. Так, например, если потери энергии в пассивных элементах на входе радиоприемника составляют 50% ($K_{P\Pi}^0 = 0,5$), то эти элементы в 2 раза увеличивают коэффициент шума радиоприемного устройства.

Для радиоприемных устройств без усилителей радиочастоты, первым каскадом которых является преобра-

зователь частоты на диоде, коэффициент шума, входящий в выражение (1.98), равен [18]:

$$Ш = \frac{t_{см} + t_{г} + Ш_{упч} - 1}{K_{Рсм}^0}, \quad (1.99)$$

где $t_{см}$ — относительная шумовая температура смесителя; $t_{г}$ — дополнительная относительная шумовая температура, обусловленная преобразованием на промежуточную частоту шумов гетеродина; $K_{Рсм}^0$ — коэффициент передачи номинальной мощности смесителя; $Ш_{упч}$ — коэффициент шума усилителя промежуточной частоты.

1.10. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА

Техника измерения коэффициента шума радиоприемника (линейного четырехполюсника) может быть различной. Принцип измерения поясняется схемой, изображенной на рис. 1.18. На вход линейной части радиоприемника (четырёхполюсника) подключается эквивалент антенны R_A , шумовая температура T_A которого может

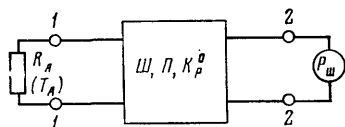


Рис. 1.18. Общий принцип измерения коэффициента шума.

изменяться в широких пределах и принимать вполне определенные значения. На выходе линейной части радиоприемника (четырёхполюсника) включается прибор, позволяющий измерять мощность $P_{ш}$ шумов или величины (напряжение, ток), пропорциональные этой мощности.

Производится два измерения мощности шумов при температуре эквивалента антенны, равной T_{A1} и T_{A2} . В результате измерений в соответствии с выражением (1.62) получаем два значения мощности полных шумов на выходных полюсах приемника (четырёхполюсника):

$$P_{ш1} = kT_0 \Pi (Ш - 1 + t_{A1}) K_P^0 \quad (1.100)$$

и

$$P_{ш2} = kT_0 \Pi (Ш - 1 + t_{A2}) K_P^0, \quad (1.101)$$

где

$$t_{A1} = \frac{T_{A1}}{T_0}, \quad t_{A2} = \frac{T_{A2}}{T_0}.$$

Обозначив отношение второго показания измерительного прибора к первому через β и решив полученное выражение относительно Π , получим:

$$\Pi = 1 + \frac{t_{A2} - \beta t_{A1}}{\beta - 1}. \quad (1.102)$$

На практике шумовую температуру эквивалента антенны не изменяют, а добавляют к шумам эквивалента антенны при втором измерении шумы от постороннего источника — специального калиброванного генератора шума (например, шумового диода).

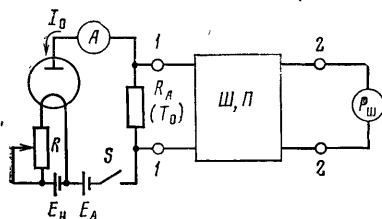


Рис. 1.19. Схема измерения коэффициента шума с помощью шумового диода.

В частности, при использовании метода шумового диода (рис. 1.19), применяемого в качестве источника дополнительной шумовой температуры, определение коэффициента шума производится следующим образом:

а) первое измерение производится при отключенном диоде, поэтому шумовая температура эквивалента источника сигнала будет определяться температурой резистора R_A , т. е.

$$T_{A1} = T_0; \quad (1.103)$$

б) при втором измерении к эквиваленту антенны R_A подключается шумовой диод, работающий в режиме насыщения.

Дробовые шумы диода определяются по формуле Шоттки [18]:

$$I_{ш}^2 = 2eI_0\Pi,$$

где e — заряд электрона.

Постоянная составляющая анодного тока I_0 регулируется так, чтобы показания прибора на выходе удвоились. В этом случае $\beta=2$ и квадрат действующего значения напряжения шумов на входе приемника (четырёхполюсника) определится соотношением

$$U_{шА}^2 = 4kT_0 R_A \Pi + 2eI_0 R_A^2 \Pi, \quad (1.104)$$

откуда шумовая температура

$$T_{A2} = T_0 (1 + 20I_0 R_A), \quad (1.105)$$

где $\frac{2e}{4kT_0} = 20 \text{ 1/В}$.

Подставляя в (1.102) выражения (1.103) и (1.105), получаем:

$$Ш = 20I_0 R_A. \quad (1.106)$$

Таким образом, при данном методе измерения коэффициент шума четырёхполюсника однозначно определяется постоянной составляющей тока I_0 шумового диода и сопротивлением R_A . Этот же принцип в несколько измененном виде положен в основу работы отечественных промышленных приборов типов Х5-5А, Х5-11, Х5-12 и др., предназначенных для измерения коэффициента шума радиоприемных устройств и усилителей в обычном и интегральном исполнении. Приборы позволяют измерять коэффициент шума в пределах от 1 до 100 и более в широком диапазоне частот (от 0,4 до 12 ГГц). Например, измерение коэффициента шума приборами Х5-5А и Х5-11 (рис. 1.20) состоит в следующем. Первое измерение производится при выключенном генераторе шума. При этом, очевидно, $t_{A1}=1$, так как на вход радиоприем-

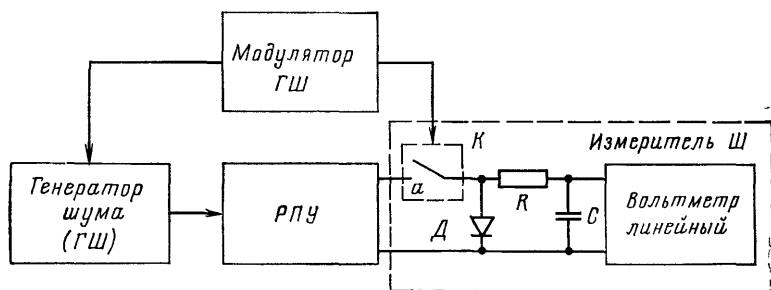


Рис. 1.20. Принцип измерения коэффициента шума приборами Х5-5А и Х5-11.

ника подключен пассивный двухполюсник (с генератора шума, подключенного ко входу радиоприемника, снимается анодное напряжение). При втором измерении подается анодное напряжение на генератор шума и шумы последнего поступают на вход приемника. Номинальную мощность этих шумов можно записать в виде

$$P_{г.ш} = k T_{г.ш} \Pi, \quad (1.107)$$

где $T_{г.ш}$ — абсолютная шумовая температура генератора шума. При этом относительная шумовая температура t_{A2} , очевидно, равна:

$$t_{A2} = t_{г.ш}' = \frac{T_{г.ш}}{T_0}. \quad (1.108)$$

Подставляя в выражение (1.102) указанные шумовые температуры, получаем:

$$L' = 1 + \frac{t_{г.ш} - \beta}{\beta - 1} = \frac{P_{ш1}}{P_{ш2} - P_{ш1}} (t_{г.ш} - 1). \quad (1.109)$$

Обычно $t_{г.ш}' \gg 1$, поэтому

$$L' = \frac{P_{ш1}}{P_{ш2} - P_{ш1}} t_{г.ш}. \quad (1.110)$$

Для разделения шумов, пропорциональных мощностям эталонного генератора шума и приемника, в приборах применен модуляционный метод, который поясняется схемой на рис. 1.20. Для обеспечения отсчета коэффициента шума по линейной шкале в приборе применен квадратичный детектор на полупроводниковом диоде D . Генератор шума $ГШ$ модулируется (включается и выключается) с помощью модулятора, который синхронно управляет ключом K , подключающим периодически измеритель $Ш$ к выходу приемника.

При модуляции $ГШ$ относительная шумовая температура на входе приемника изменяется от величины (при выключенном $ГШ$)

$$t_{\Sigma \text{ выкл}} = \frac{T_0}{T_0} + \frac{T_{\text{ПРМ}}}{T_0}$$

до величины (при включенном $ГШ$)

$$t_{\Sigma \text{ вкл}} = \frac{T_{г.ш}}{T_0} + \frac{T_0}{T_0} + \frac{T_{\text{ПРМ}}}{T_0}.$$

Разность этих температур дает относительную шумовую температуру $\Gamma\text{Ш}$

$$t_{\Gamma.\text{ш}} = t_{\Sigma\text{зкл}} - t_{\Sigma\text{выкл}} = \frac{T_{\Gamma.\text{ш}}}{T_0}. \quad (1.111)$$

При выключении $\Gamma\text{Ш}$ выражение суммарной относительной температуры на входе приемника совпадает с его коэффициентом шума, так как

$$\text{Ш} = \frac{P_{\text{ш}\Sigma}^{(1)}}{P_{\text{шA}}^{(1)}} = \frac{P_{\text{шA}}^{(1)} + P_{\text{ш.соб}}^{(1)}}{P_{\text{шA}}^{(1)}} = \frac{kT_0\Pi + kT_{\text{ПРМ}}\Pi}{kT_0\Pi} = t_{\Sigma\text{выкл}}. \quad (1.112)$$

Приборы имеют два режима работы: калибровка и измерение.

В режиме «калибровка» $\Gamma\text{Ш}$ модулируется, а ключ K постоянно находится в положении a . Напряжение на выходе квадратичного детектора при этом будет пропорционально мощности шумов $\Gamma\text{Ш}$. По данному напряжению производится калибровка шкалы линейного вольтметра.

В режиме «измерение» $\Gamma\text{Ш}$ модулируется, а ключ K замыкается и размыкается синхронно с модуляцией $\Gamma\text{Ш}$. При этом замыкание ключа, т. е. подключение измерителя Ш к выходу приемника, происходит в то время, когда $\Gamma\text{Ш}$ выключен, а размыкание — когда $\Gamma\text{Ш}$ включен.

Напряжение на выходе квадратичного детектора во время замкнутого ключа пропорционально коэффициенту шума приемника [см. выражение (1.112)]. Во время разомкнутого ключа напряжение на выходе квадратичного детектора равно нулю.

Таким образом, измерение коэффициента шума в данных приборах сводится к калибровке шкалы линейного вольтметра по напряжению, пропорциональному мощности шумов $\Gamma\text{Ш}$, с последующим измерением коэффициента шума по предварительно откалиброванной шкале.

Внутренние шумы и эквивалентные шумовые схемы полупроводниковых приборов

2.1. ИСТОЧНИКИ ШУМОВ И ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ШУМОВАЯ СХЕМА ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДИОДА

Полупроводниковый диод представляет собой двух-электродный прибор, образованный переходом между двумя областями в полупроводнике, обладающими разными электрофизическими свойствами. В качестве полупроводниковых материалов применяются кремний, германий, арсенид галлия, антимонид индия и другие интерметаллические соединения элементов. Указанные материалы применяются как в чистом виде, так и со специально вводимыми легирующими примесями. В качестве примесей используются олово, цинк, сурьма, мышьяк, индий, фосфор, галлий, алюминий и др. Большое разнообразие полупроводниковых материалов и примесей, применяющихся в полупроводниковых диодах, различия в технологии их производства, а также степень концентрации примесей в области переходов приводят к различиям в механизме образования тока и в формах вольт-амперных характеристик полупроводниковых диодов.

Так, например, протекание тока в диодах типа металл — полупроводник (диод с барьером Шоттки) обусловлен диффузионным процессом; ток в диодах с $p-n$ переходом протекает благодаря инъекции неосновных носителей в базовую область и их последующей диффузии и рекомбинации; в туннельных диодах ток протекает вследствие квантово-механического эффекта туннельного прохождения электронов сквозь потенциальный барьер из валентной зоны в зону проводимости, и наоборот. Однако во всех случаях можно считать, что ток полупроводникового диода образуется за счет прохождения носителей через потенциальные барьеры. Поскольку при этом носители образуют последовательность независимых случайных событий, то постоянный ток диода испытывает флуктуации, подобные флуктуациям анодного тока в электронных лампах из-за случайного характера вылета электронов с катода. Такие флуктуации носят название дробовых шумов [2, 18] и выражаются известной формулой Шоттки:

$$I^2_{ш} = 2eI\Delta f, \quad (2.1)$$

где $I_{\text{ш}}^2$ — квадрат действующего значения тока дробовых шумов; e — заряд электрона (дырки); I — постоянная составляющая тока диода.

Таким образом, одним из источников шумов полупроводникового диода являются дробовые шумы, обусловленные случайным характером движения носителей через переход.

На рис. 2.1 схематически показаны группы носителей, создающие постоянные ток в полупроводниковом диоде с p - n переходом, в котором p -область имеет существенно большую проводимость, чем n -область.

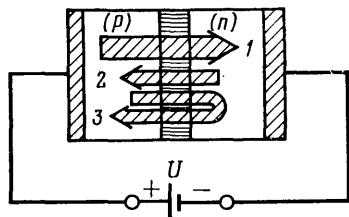


Рис. 2.1. Составляющие постоянных токов в полупроводниковом диоде.

па дырок 1, инжектированных из p -областей в n -область и либо рекомбинирующих там, либо достигающих внешнего омического контакта, создает прямой постоянный ток диода, который можно записать в виде

$$I = I_0 \left[\exp \left(\frac{eU}{kT} \right) - 1 \right] + I_0 = I_1 + I_0, \quad (2.2)$$

где I_0 — постоянный ток через переход, вызванный диффузионной разностью потенциалов; U — внешнее напряжение, приложенное к диоду.

За счет группы дырок 2, движущихся в противоположном направлении, создается обратный ток диода ($-I_0$).

Так как прямой I и обратный I_0 токи статистически независимы, то каждый из них испытывает полные дробовые флуктуации. Следовательно, квадрат действующего значения дробовых шумов полупроводникового диода будет равен:

$$I_{\text{ш}}^2 = 2e(I + I_0) \Pi = 2e(I_1 + 2I_0) \Pi. \quad (2.3)$$

В некоторых случаях дробовые шумы (2.3) выражают через дифференциальную проводимость диода, кото-

рая определяется следующим образом:

$$g = \frac{\partial I}{\partial U} = \frac{eI_0}{kT} \exp\left(\frac{eU}{kT}\right) = \frac{e}{kT} (I_1 + I_0). \quad (2.4)$$

При этом выражение (2.3) можно представить в виде

$$I_{\text{ш}}^2 = 2kTg \left(1 + \frac{I_0}{I_1 + I_0}\right) \Pi. \quad (2.5)$$

Из (2.5) следует, что при $I_1=0$ дробовые шумы p - n перехода соответствуют полным тепловым шумам проводимости g диода, т. е.

$$I_{\text{ш}}^2 = 4kTg\Pi, \quad (2.6)$$

а при $I_1 \gg I_0$

$$I_{\text{ш}}^2 = 2kTg\Pi. \quad (2.7)$$

Группа дырок 3, инжектированных в n -область и возвращающихся в p -область, прежде чем они рекомбинируют в n -области или достигнут омического контакта, не даст вклада в постоянный ток диода. Из-за наличия этих дырок полная проводимость диода $Y=g+jb$ на очень высоких частотах становится комплексной, а ее активная составляющая увеличивается с ростом частоты [2].

Другим видом внутренних шумов полупроводникового диода являются тепловые шумы, источником которых служит объемное сопротивление потерь $r_{\text{п}}$ полупроводника. В соответствии с формулой (1.20) квадрат действующего значения напряжения тепловых шумов полупроводникового диода можно записать в виде

$$U_{\text{ш}}^2 = 4kTr_{\text{п}}\Pi. \quad (2.8)$$

Кроме дробовых и тепловых шумов, спектральная плотность которых в радиочастотном диапазоне практически постоянная, в полупроводниковом диоде имеют место так называемые избыточные шумы со спектральной плотностью, обратно пропорциональной частоте. Причины возникновения этих шумов изучены еще недостаточно. Существует несколько теорий, объясняющих сущность и причины возникновения избыточных шумов. В соответствии с этими теориями основными причинами, порождающими избыточные шумы, являются корреляции процессов генерации и рекомбинации носителей тока, происходящих в объеме и на поверхности полупроводника, а также электрический пробой на по-

верхности полупроводника и связанные с ним токи утечки [2, 8, 20].

В настоящее время не существует достаточно простых и удобных аналитических выражений для описания избыточных шумов. Обычно их приходится определять экспериментально. Как показали исследования [17, 18], избыточные шумы проявляются на сравнительно низких частотах и их вкладом в общие шумы полупроводниковых диодов на достаточно высоких частотах можно пренебречь. По указанным причинам в дальнейшем эти шумы не учитываются.

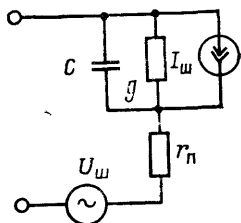


Рис. 2.2. Эквивалентная шумовая схема полупроводникового диода.

Таким образом, эквивалентную шумовую схему полупроводникового диода можно представить в виде, изображенном на рис. 2.2. Она состоит из сопротивления потерь полупроводника r_n генератора напряжения тепловых шумов $U_{ш}$, активной дифференциальной проводимости g , емкости C p - n перехода и генератора тока $I_{ш}$ дробовых шумов. Все пассивные элементы, входящие в схему, нешумящие.

В заключение отметим, что приведенная методика описания внутренних шумов полупроводникового диода с p - n переходом, полученные формулы, а также эквивалентная шумовая схема остаются справедливыми для всех типов полупроводниковых диодов, включая и туннельные диоды.

2.2. ИСТОЧНИКИ ШУМОВ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

В биполярных транзисторах, представляющих собой фактически два встречно соединенных полупроводниковых диода, внутренние шумы обусловлены распределенными омическими сопротивлениями полупроводника, процессами инжекции носителей через электронно-дырочные переходы, а также процессами генерации и ре-

комбинации носителей в объеме полупроводника и поверхностными токами утечки.

Тепловые шумы в общем случае возникают в области базы, коллектора и эмиттера. Однако на практике учитываются только шумы распределенного омического сопротивления базы, так как сопротивления коллектора и эмиттера благодаря высокой концентрации носителей малы и по сравнению с сопротивлением базы ими можно пренебречь. Распределенное омическое сопротивление

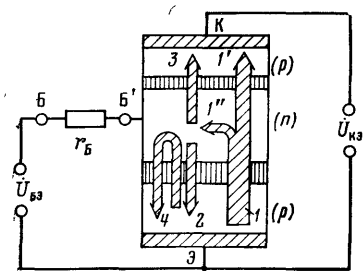


Рис. 2.3. Схема распределения носителей тока в биполярном транзисторе.

базы для удобства расчетов представляют эквивалентным ему нешумящим резистором r_B , а тепловые шумы этого сопротивления — генератором шумового напряжения $U_{шБ}$. Квадрат действующего значения напряжения тепловых шумов согласно формуле (1.20) равен:

$$U_{шБ}^2 = 4kTr_B\Pi. \quad (2.9)$$

Дробовые шумы в биполярном транзисторе, как и в полупроводниковом диоде, обусловлены случайными характеристиками инжекции носителей тока через эмиттерный электронно-дырочный переход и генерации новых носителей в области базы.

На рис. 2.3 схематически показаны направления потоков различных групп носителей тока для так называемого идеального транзистора, из которого условно вынесено распределенное омическое сопротивление базы r_B , а сопротивления потерь коллектора и эмиттера пренебрежимо малы. Дробовые шумы постоянного эмиттерного тока $I_э$ связаны с первой группой носителей тока (дырок), инжектируемых через эмиттерный электронно-дырочный переход. Часть этих носителей ($1'$) пересекает коллекторный переход, создавая во внешней цепи постоянный ток коллектора I_K . Отметим, что при пере-

сечении носителями коллекторного электронно-дырочного перехода дополнительные шумы в коллекторном токе практически не возникают. Это объясняется наличием на коллекторе сравнительно высокого ускоряющего напряжения, препятствующего изменению структуры коллекторного тока.

Другая часть носителей тока первой группы (I'') рекомбинирует в области базы, вследствие чего во внешней цепи между базой и эмиттером возникает постоянный ток базы I_B .

Обозначая через $\alpha_0 = I_K/I_\Theta$ вероятность попадания носителей первой группы на коллектор, а через $(1 - \alpha_0) = I_B/I_\Theta$ — вероятность их рекомбинации в области базы, постоянные токи коллектора и базы соответственно можно записать в виде

$$I_K = I_\Theta \alpha_0; \quad (2.10)$$

$$I_B = I_\Theta (1 - \alpha_0). \quad (2.11)$$

Квадрат действующего значения дробовых шумов эмиттерного тока согласно (2.1) равен:

$$I_{ш\Theta}^2 = 2eI_\Theta \Pi. \quad (2.12)$$

При строго постоянном процессе рекомбинации носителей тока первой группы в области базы можно считать, что токи коллектора и базы испытывают дробовые флуктуации, квадраты действующих значений которых выражаются соотношениями:

$$(I'_{шK})^2 = 2eI_\Theta \alpha_0^2 \Pi; \quad (2.13)$$

$$(I'_{шB})^2 = 2eI_\Theta (1 - \alpha_0)^2 \Pi. \quad (2.14)$$

При этом шумовые токи (2.13) и (2.14) статистически связаны между собой, поскольку они создаются одним источником шумов $I_{ш\Theta}$.

В действительности, процесс рекомбинации носителей первой группы в области базы является случайным. Вследствие этого токи коллектора и базы испытывают дополнительные флуктуации, которые называются шумами тока распределения. Квадрат действующе-

го значения шумов токораспределения, как известно [2, 15, 18], можно представить в виде

$$I_{\text{ш.р}}^2 = 2eI_{\text{Э}}\alpha_0(1 - \alpha_0)P. \quad (2.15)$$

Таким образом, в биполярном транзисторе постоянный ток коллектора $I_{\text{К}}$, как и постоянный ток базы $I_{\text{Б}}$, кроме дробовых флуктуаций, обусловленных случайным характером процесса инжекции носителей через эмиттерный переход, испытывает дополнительные независимые флуктуации, вызванные случайным характером рекомбинации носителей первой группы в области базы (случайным характером разделения тока между коллектором и базой).

Во внешних цепях транзистора шумовой ток (2.15) протекает совместно с токами дробовых шумов (2.13) и (2.14). Поэтому дробовые шумы (2.13) и шумы токораспределения (2.15) постоянного коллекторного тока $I_{\text{К}}$ можно заменить одним генератором шумового тока, подключенным между коллектором и эмиттером. Поскольку дробовые шумы и шумы токораспределения статистически независимы, суммирование этих токов можно производить в квадратуре, т. е.

$$I_{\text{шК}}^2 = (I'_{\text{шК}})^2 + I_{\text{ш.р}}^2 = 2eI_{\text{Э}}\alpha_0P. \quad (2.16)$$

Аналогично дробовые шумы (2.14) и шумы токораспределения (2.15) постоянного тока базы $I_{\text{Б}}$ можно заменить генератором шумового тока с квадратом действующего значения:

$$I_{\text{шБ}}^2 = (I'_{\text{шБ}})^2 + I_{\text{ш.р}}^2 = 2eI_{\text{Э}}(1 - \alpha_0)P. \quad (2.71)$$

Генератор шумового тока (2.17) следует подключить между точками внутренней базы B' (рис. 2.3) и эмиттером Э.

Нетрудно показать, что в отличие от токов (2.13) и (2.14) шумовые токи (2.16) и (2.17) статистически не связаны между собой. Действительно, для комплексных амплитуд шумовых токов (2.12), (2.16) и (2.17) имеет место общее соотношение

$$i_{\text{шЭ}} = i_{\text{шК}} + i_{\text{шБ}}. \quad (2.18)$$

Предположим вначале, что между токами (2.16) и (2.17) существует статистическая связь. Возводя в квадрат левую и правую части соотношения (2.18), после

статистического усреднения получим:

$$\overline{I_{шЭ}^2} = \overline{I_{шК}^2} + \overline{I_{шБ}^2} + 2\text{Re} [\overline{I_{шК}^* I_{шБ}}], \quad (2.19)$$

где $I_{шК}^*$ — комплексно сопряженная амплитуда шумового тока коллектора.

Подстановка в (2.19) соотношений (2.12), (2.16) и (2.17) показывает, что равенство (2.19) справедливо при условии равенства нулю его последнего слагаемого. Физически это означает, что добавление шумов токораспределения (2.15) к дробовым шумам коллектора (2.13) и базы (2.14), каждый из которых вследствие статистической связи между ними, несколько меньше полных дробовых шумов (2.1), дополняет шумы коллектора (2.13) и шумы базы (2.14) до полных дробовых шумов.

При работе транзистора под действием тепла в области базы происходит непрерывная генерация новых носителей тока. Направления движения этих носителей в транзисторе показаны на рис. 2.3 в виде групп 2 и 3. За счет носителей второй группы во внешней цепи между базой и эмиттером создается обратный эмиттерный ток $I_{ЭБО}$. Так как процесс генерации носителей носит случайный характер, то ток $I_{ЭО}$ будет испытывать полные дробовые флуктуации, которые можно представить в виде

$$I_{шЭО}^2 = 2eI_{ЭБО}\Pi. \quad (2.20)$$

Сказанное справедливо и для обратного коллекторного тока $I_{КО}$, который создается третьей группой носителей и протекает между базой и коллектором. Дробовые шумы обратного коллекторного тока равны:

$$I_{шКО}^2 = 2eI_{КБО}\Pi. \quad (2.21)$$

При нормальных условиях работы биполярных транзисторов обратные токи $I_{ЭБО}$ и $I_{КБО}$ пренебрежимо малы по сравнению с прямыми токами базы $I_{Б}$ и коллектора $I_{К}$.

Поэтому при расчетах шумовых характеристик биполярных транзисторов вкладом шумовых токов (2.20) и (2.21) в общие шумы транзисторов всегда можно пренебречь.

Группа носителей тока 4 (рис. 2.3), инжектируемых в базовую область, но возвращающихся к эмиттеру,

прежде чем они попадут на коллектор или рекомбинируют в области базы, не дает вклада в постоянные токи транзистора. За счет этих носителей, как указывалось ранее, на очень высоких частотах изменяется проводимость эмиттерного перехода транзистора.

Таким образом, из всех рассмотренных источников шумов биполярного транзистора практический интерес представляют тепловые шумы (2.9) сопротивления базы, дробовые шумы и шумы распределения тока коллектора (2.16), а также дробовые шумы и шумы токораспределения (2.17), протекающие в цепи базы.

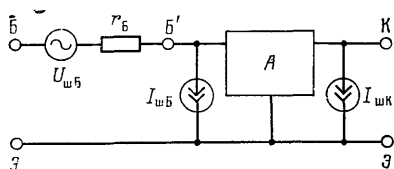


Рис. 2.4. Представление шумов биполярного транзистора тремя независимыми генераторами.

На рис. 2.4 изображена эквивалентная шумовая схема биполярного транзистора, в котором идеальный транзистор (теоретическая модель) представлен в виде четырехполюсника A с подключенными к его внешним полюсам генераторами шумовых токов, эквивалентных дробовым шумам и шумам токораспределения в цепях коллектора $I_{шК}$ (2.16) и базы $I_{шБ}$ (2.1).

Тепловые шумы транзистора представлены генератором напряжения $U_{шБ}$ (2.9), который включен последовательно с резистором $r_Б$, сопротивление которого равно объемному сопротивлению полупроводника базовой области.

Как и в полупроводниковом диоде, на эквивалентной схеме биполярного транзистора не учтены избыточные шумы, поскольку их вкладом в области высоких частот можно пренебречь.

В заключение отметим, что изложенный способ представления внутренних шумов в биполярном транзисторе не является единственным [2, 12, 18, 20]. Однако можно показать, что независимо от способа представления шумов, а также от различия эквивалентных шумовых схем, которые, естественно, вытекают из различных способов представления шумов, конечные результаты легко могут быть приведены к полученным выше [2, 18]. Данный

способ позволяет представить основные источники внутренних шумов биполярного транзистора в виде трех статистически не связанных между собой генераторов $U_{шБ}$, $I_{шК}$, и $I_{шБ}$, имеющих ясный физический смысл и, как будет показано дальше, позволяющих сравнительно просто рассчитывать шумовые характеристики каскадов на биполярных транзисторах. Этим он выгодно отличается от других способов.

2.3. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ШУМОВАЯ СХЕМА БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Для получения эквивалентной шумовой схемы биполярного транзистора, пригодной для расчета шумовых характеристик транзисторных каскадов, заменим четырехполюсник A (рис. 2.4) эквивалентной схемой замещения идеального транзистора с двумя зависимыми генераторами токов. Такая схема изображена на рис. 2.5.

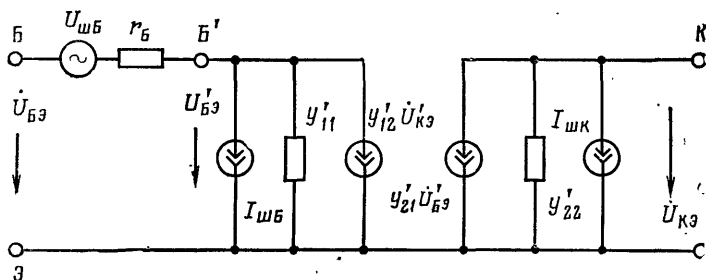


Рис. 2.5. Гибридная эквивалентная схема биполярного транзистора.

Приведенная схема замещения, часто называемая гибридной, достаточно хорошо отражает электрические свойства биполярных транзисторов и пригодна практически для всех частот, на которых еще целесообразно использовать эти транзисторы. Поэтому она получила весьма широкое распространение при расчете качественных показателей резонансных усилителей, т. е. именно тех каскадов, для которых одним из важнейших показателей является чувствительность, однозначно определяемая внутренними шумами транзисторов и других элементов схемы.

Однако непосредственное использование эквивалентной схемы, изображенной на рис. 2.5, для расчета шумовых характеристик транзисторных каскадов затрудне-

но из-за присущих ей недостатков. Существенными недостатками этой схемы является то, что входящие в нее физические Y' -параметры (Y'_{11} , Y'_{12} , Y'_{21} и Y'_{22}), а также ток $Y'_{21}U'_{БЭ}$ и напряжение $U'_{БЭ}$ не поддаются непосредственному измерению, так как эти параметры характеризуют идеальный транзистор. Поэтому для практических расчетов схему, представленную на рис. 2.5, обычно заменяют одной из схем активных линейных четырехполюсников, что вполне допустимо при анализе транзисторных каскадов с малыми входными напряжениями. К таким каскадам, как отмечалось ранее, в радиоприемных устройствах относятся усилители напряже-

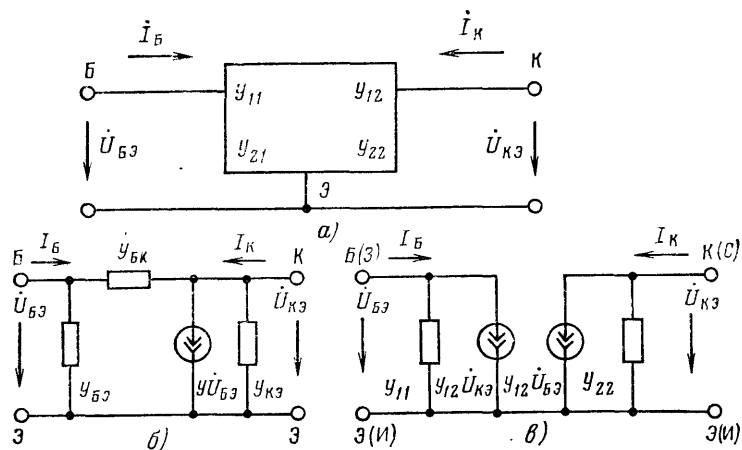


Рис. 2.6. Схема замещения биполярного транзистора четырехполюсником.

а — четырехполюсник; б — П-образная схема; в — схема с двумя генераторами тока.

ния принимаемых радиосигналов, усилители напряжения промежуточной частоты, а также транзисторные преобразователи частоты. Связь между токами и напряжениями на внешних полюсах транзистора выражается через систему характеристических параметров, которые сравнительно легко измеряются и приводятся в справочной литературе. При расчетах резонансных усилителей на биполярных транзисторах наиболее широкое распространение получила система Y -параметров, при использовании которой достигается наибольшее единство теории транзисторных и ламповых усилителей, что представля-

ется весьма ценным при изучении и проектировании усилителей, использующих различные усилительные приборы (электронные лампы, транзисторы, интегральные микросхемы и др.). Y -параметры легко связать с физическими процессами, происходящими в транзисторе, а также определить их зависимости от исходного рабочего режима и температуры. Методика измерений Y -параметров транзисторов на сравнительно высоких частотах не представляет большой сложности и затруднений. Приведенные соображения показывают целесообразность использования системы Y -параметров и при расчете шумовых характеристик биполярных транзисторов.

При включении транзистора по схеме с общим эмиттером (ОЭ), которое обычно применяется в качестве основного, система уравнений четырехполюсника (рис. 2.6,а) с использованием Y -параметров имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_B &= Y_{11} \dot{U}_{БЭ} + Y_{12} \dot{U}_{КЭ}; \\ \dot{I}_K &= Y_{21} \dot{U}_{БЭ} + Y_{22} \dot{U}_{КЭ}, \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

где \dot{I}_B и \dot{I}_K — комплексные амплитуды токов базы и коллектора; $\dot{U}_{БЭ}$ и $\dot{U}_{КЭ}$ — комплексные амплитуды напряжений между полюсами база — эмиттер и коллектор — эмиттер соответственно.

Системе уравнений (2.22) соответствует большое количество эквивалентных схем замещения. Однако наиболее часто биполярный транзистор замещают одной из двух формальных эквивалентных схем: Π -образной (рис. 2.6,б) и схемой с двумя зависимыми генераторами токов (рис. 2.6,в). Первая схема хорошо отражает физические процессы в электронной лампе на высоких частотах; вторая непосредственно моделирует систему уравнений (2.22) и является поэтому предпочтительней. Чтобы использовать эту схему при шумовых расчетах, необходимо генератор шумового тока $I_{шБ}$, подключенный к внутренней точке B' (рис. 2.5), пересчитать на внешние полюсы B — $Э$ и K — $Э$ транзистора, а нешумящий транзистор с учетом сопротивления r_B заменить эквивалентной схемой, представленной на рис. 2.6,в. Этот пересчет можно осуществить на основании опыта одновременного короткого замыкания входных B — $Э$ и выходных K — $Э$ полюсов схемы, изображенной на рис. 2.5. При одновременном коротком замыкании вход-

ных и выходных полюсов транзистора генератор тока $I_{шБ}$ создает два тока шумов, один из которых ($I_{ш1}$) протекает через входные короткозамкнутые полюса, а второй ($I'_{ш2}$) — через входную проводимость идеального транзистора Y'_{11} . За счет тока $I'_{ш2}$ на этой проводимости создается падение напряжения $U'_{БЭ}$, которое вызывает в цепи коллектора шумовой ток $I_{ш2} = Y_{21} U'_{БЭ}$.

Ток шумов $I_{ш1}$ на входе транзистора можно выразить через исходный ток $I_{шБ}$ и параметры эквивалентной схемы транзистора следующим образом:

$$I_{ш1} = \frac{I_{шБ}}{1 + r_B Y'_{11}}. \quad (2.23)$$

Ток того же генератора, протекающий через короткозамкнутые полюса на выходе транзистора, равен:

$$I_{ш2} = \frac{I_{шБ} r_B Y_{21}}{1 + r_B Y'_{11}}. \quad (2.24)$$

В выражения (2.23) и (2.24) для шумовых токов входят неопределенные параметры Y'_{11} и Y'_{21} идеального транзистора. Чтобы иметь возможность в дальнейшем использовать при расчетах Y -параметры, измеренные (рассчитанные) на внешних полюсах транзистора, целесообразно выразить шумовые токи через эти параметры. Связь между Y -параметрами (Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} , Y_{22}) транзистора, определяемыми на его внешних полюсах, и Y' -параметрами (Y'_{11} , Y'_{12} , Y'_{21} , Y'_{22}) идеального транзистора нетрудно получить непосредственно из схемы на рис. 2.5. Эта связь определяется следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} Y'_{11} &= \frac{Y_{11}}{1 - r_B Y_{11}}; \\ Y'_{12} &= \frac{Y_{12}}{1 - r_B Y_{11}}; \\ Y'_{21} &= \frac{Y_{21}}{1 - r_B Y_{11}}; \\ Y'_{22} &\approx Y_{22}. \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

С учетом (2.25) соотношения (2.23) и (2.24) примут вид:

$$I_{ш1} = I_{шБ} \dot{\gamma}_1; \quad (2.26)$$

$$\dot{I}_{ш2} = I_{шБ} \dot{\gamma}_2, \quad (2.27)$$

где $\dot{\gamma}_1 = 1 - r_B Y_{11}$ и $\dot{\gamma}_2 = r_B Y_{21}$ — коэффициенты передачи (пересчета) генератора тока $I_{шБ}$ с внутренних полюсов $B' - Э$ на внешние входные $B - Э$ и выходные $K - Э$ полюсы соответственно.

Как видно из соотношений (2.26) и (2.27), шумовые токи короткого замыкания, протекающие на входе и выходе транзистора, существенно зависят от частоты. Эта зависимость определяется частотной зависимостью Y -параметров транзисторов. Кроме того, между токами

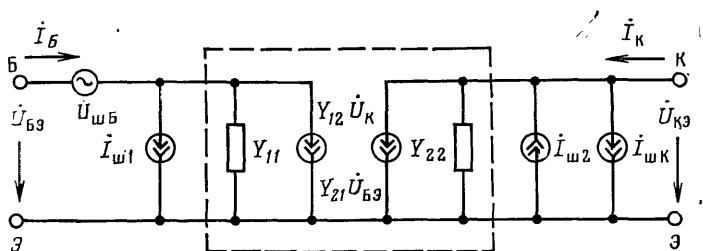


Рис. 2.7. Эквивалентная схема транзистора с ОЭ с разделенными источниками шумов.

(2.26) и (2.27) имеется корреляционная связь, обусловленная наличием сопротивления базы r_B , что должно учитываться при дальнейших расчетах.

Представляя токи шумов короткого замыкания (2.26) и (2.27) генераторами, включенными на входе и выходе транзистора, и учитывая остальные генераторы шумов (рис. 2.5), а также заменяя нешумящий транзистор эквивалентной схемой, представленной на рис. 2.6, в, получаем полную эквивалентную шумовую схему транзистора, приведенную на рис. 2.7.

Направления токов $\dot{I}_{ш1}$ и $\dot{I}_{ш2}$ на этой схеме соответствуют выбранному направлению тока $I_{шБ}$ (рис. 2.5). По-

лученная схема учитывает как усилительные, так и шумовые свойства биполярного транзистора и может использоваться для анализа шумовых характеристик каскадов на биполярных транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером.

Однако для практических расчетов удобнее преобразовать полученную эквивалентную шумовую схему (рис. 2.7) в более простую, по внешнему виду совпадающую с эквивалентной шумовой схемой электронной лампы [9, 15]. С этой целью, полагая для простоты в схеме на рис. 2.7 $Y_{12}\dot{U}_{КЭ}=0$, пересчитаем шумовые токи из коллекторной цепи в цепь базы и представим их в ви-

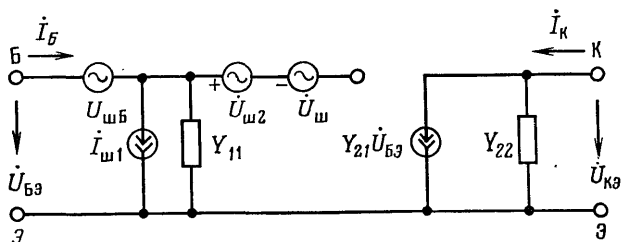


Рис. 2.8. К пересчету источников шумов транзистора из коллекторной цепи в базовую.

де генераторов напряжения шумов $\dot{U}_{ш2}$ и $\dot{U}_{ш}$, как показано на рис. 2.8. При пересчете тока $\dot{I}_{ш2}$ необходимо придерживаться ранее выбранных положительных направлений, так как он коррелирован с током $\dot{I}_{ш1}$.

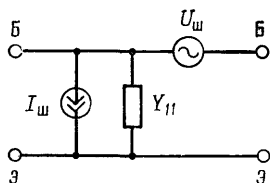


Рис. 2.9. Эквивалентная шумовая схема биполярного транзистора с ОЭ.

Схемы, изображенные на рис. 2.7 и 2.8, эквивалентны между собой при условии, что

$$\dot{U}_{ш2} = \dot{I}_{ш2} / Y_{21}; \quad (2.28)$$

$$\dot{U}_{ш} = \dot{I}_{шК} / Y_{21}. \quad (2.29)$$

Заменяя далее все источники шумов в цепи базы одним генератором шумового тока $I_{ш}$ с учетом корреляции тока $\dot{I}_{ш1}$ и напряжения $\dot{U}_{ш2}$, преобразуем схему на рис. 2.8 к виду, изображенному на рис. 2.9.

Генератор шумового тока $I_{ш}$ учитывает тепловые, дробовые шумы и шумы токораспределения, возникающие в цепи базы транзистора. Квадрат действующего значения тока шумов этого генератора формально мож-

но записать в виде

$$I_{\text{ш}}^2 = 4kT_0 G_{\text{ш}} \Pi, \quad (2.30)$$

где $G_{\text{ш}} = G |1 + r_{\text{Б}} Y_0|^2 + r_{\text{Б}} t_{\text{Б}} |Y_0|^2$ — эквивалентная шумовая проводимость биполярного транзистора с ОЭ; Y_0 — полная проводимость эквивалента источника сигнала, пересчитанная к входным полюсам транзистора; $G = 20I_{\text{Б}} = 20I_{\text{Э}}(1 - \alpha_0)$; $t_{\text{Б}} = T/T_0$ — относительная шумовая температура транзистора; T — абсолютная температура со-
противления базы $r_{\text{Б}}$.

Особенность соотношения (2.30) в том, что оно выражается через проводимость источника сигнала Y_0 . Если на входе транзистора обеспечивается режим согласования (1.9), то, как будет показано в § 3.3,

$$G_{\text{ш}} = G |1 + r_{\text{Б}} Y_{11}|^2 + r_{\text{Б}} t_{\text{Б}} |Y_{11}|^2. \quad (2.31)$$

Напряжение шумов $U_{\text{ш}}$, отображающее дробовые шумы и шумы токораспределения коллекторного тока, аналогично можно представить в виде

$$U_{\text{ш}}^2 = 4kT_0 R_{\text{ш}} \Pi, \quad (2.32)$$

где $R_{\text{ш}} = 20I_{\text{К}}/|Y_{21}|^2 = 20I_{\text{Э}}\alpha_0/|Y_{21}|^2$ — эквивалентное шумовое сопротивление биполярного транзистора с ОЭ.

2.4. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ШУМОВАЯ СХЕМА БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

В транзисторных радиоприемниках в большинстве случаев для усиления напряжения радиочастоты используются каскады с ОЭ, обладающие сравнительно большими входным сопротивлением и коэффициентом усиления мощности сигнала. В отдельных случаях может оказаться целесообразным применение схемы с общей базой (ОБ), которая на достаточно высоких частотах (для данного типа транзистора) обеспечивает почти такое же усиление напряжения, как и схема с ОЭ, но при более высокой устойчивости каскада. Кроме того, в усилителях радиочастоты, как и в усилителях промежуточной частоты, находят широкое применение схемы с каскодным включением биполярных транзисторов, причем на достаточно высоких частотах наиболее эффективным является каскодный усилитель, первый транзистор кото-

рого включен по схеме с ОЭ, а второй — по схеме с ОБ (ОЭ—ОБ). При анализе шумовых свойств таких усилителей необходимо знание шумовой схемы транзистора, включенного с ОБ.

Эквивалентную шумовую схему транзистора с ОБ можно получить путем преобразований, аналогичных тем, которые были рассмотрены в предыдущем параграфе при построении эквивалентной шумовой схемы транзистора с ОЭ. Однако проще воспользоваться уже полученной выше эквивалентной схемой транзистора с ОЭ, изображенной на рис. 2.7.

Активный линейный четырехполюсник с двумя генераторами тока (см. рис. 2.7), очевидно, может представлять собой также схему замещения транзистора с ОБ, если в нем заменить Y -параметры, описывающие транзистор с ОЭ, на Y_B -параметры транзистора с ОБ и поменять местами обозначения полюсов Э и Б.

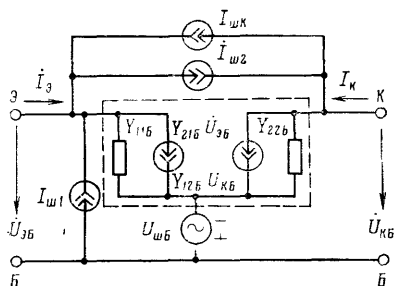


Рис. 2.10. К построению эквивалентной шумовой схемы биполярного транзистора с ОБ.

Связь между Y -параметрами для различных схем включения транзисторов определяется известными формулами перехода, приведенными в табл. 2.1. Точки при соединении генераторов шумов, а также положительные направления напряжений и токов при этом должны соответствовать схеме, изображенной на рис. 2.7.

В результате указанных преобразований получим эквивалентную схему транзистора с ОБ, приведенную на рис. 2.10.

В этой схеме генераторы шумов $I_{ш1}$ (2.26) и $I_{ш2}$ (2.27) определяются через Y -параметры транзистора с ОЭ, а усилительные свойства транзистора описываются системой Y_B -параметров: $Y_{11Б}$, $Y_{12Б}$, $Y_{21Б}$, $Y_{22Б}$. Использование при расчетах шумовых характеристик каскадов различных систем Y -параметров неудобно. Кроме того, генераторы шумовых токов $I_{шК}$ и $I_{ш2}$ включены между входом

Связь Y -параметров при различных способах включения транзисторов с параметрами транзистора с ОЭ

Y-параметры	Схема включения транзисторов				
	ОЭ	ОБ	ОК	ОЭ—ОЭ	ОЭ—ОБ
Y_{11}	$Y_{11э}$	$Y_{11э} + Y_{12э} + Y_{21э} + Y_{22э}$	$Y_{11э}$	$Y_{11э} - \frac{Y_{12э}Y_{21э}}{Y_{11э} + Y_{22э}}$	$Y_{11э}$
Y_{12}	$Y_{12э}$	$-(Y_{12э} + Y_{22э})$	$-(Y_{12э} + Y_{11э})$	$-\frac{Y_{12э}^2}{Y_{11э} + Y_{22э}}$	$Y_{12э} \frac{Y_{22э}}{Y_{21э}}$
Y_{21}	$Y_{21э}$	$-(Y_{21э} + Y_{22э})$	$-(Y_{21э} + Y_{11э})$	$-\frac{Y_{21э}^2}{Y_{11э} + Y_{22э}}$	$Y_{21э}$
Y_{22}	$Y_{22э}$	$Y_{22э}$	$Y_{11э} + Y_{12э} + Y_{21э} + Y_{22э}$	$Y_{22э} - \frac{Y_{12э}Y_{21э}}{Y_{11э} + Y_{22э}}$	$-Y_{12э}$

и выходом транзистора. Поэтому с целью упрощения дальнейшего анализа целесообразно преобразовать эквивалентную схему на рис. 2.10 таким образом, чтобы она полностью описывалась системой Y_B -параметров и включала в себя разделенные источники шумов, подключенные к входным Э—Б и выходным К—Б полюсам транзистора.

Пересчет генераторов шумовых токов $I_{ш2}$ и $I_{шК}$ к входным и выходным полюсам транзистора легко произвести из опыта одновременного короткого замыкания этих полюсов. При этом шумовой ток короткого замыкания на входе транзистора, создаваемый статистически связанными между собой генераторами $I_{ш1}$ и $I_{ш2}$ с учетом выбранных ранее положительных направлений, будет равен:

$$I_{шБ1} = I_{ш1} - I_{ш2} = I_{шБ} (\dot{\gamma}_1 - \dot{\gamma}_2) = I_{шБ} [1 - r_B (Y_{11} + Y_{21})]. \quad (2.33)$$

Шумовой ток короткого замыкания от генератора $I_{ш2}$, протекающий на выходе транзистора, определяется выражением (2.27).

Таким образом, генераторы шумовых токов $I_{ш1}$ и $I_{ш2}$ (рис. 2.10) можно теперь заменить двумя генераторами шумовых токов (2.33) и (2.27), первый из которых следует подключить на входе транзистора, а второй — на его выходе.

Шумовые токи короткого замыкания, создающиеся на входе и выходе транзистора генератором тока $I_{шК}$, можно также представить двумя генераторами шумовых токов, подключенных ко входу и выходу транзистора. Ток каждого генератора определяется выражением (2.16).

Генератор напряжения тепловых шумов $U_{шБ}$, являющийся общим для входа и выхода транзистора, удобно представить в виде двух генераторов шумового напряжения, один из которых включен в цепь эмиттера, а второй — в цепь коллектора, используя опыт холостого хода.

Обычно биполярные транзисторы используются в качестве усилительных элементов в диапазоне частот, для которых выполняются неравенства

$$\left. \begin{aligned} |Y_{21}| \gg |Y_{12}|; & |Y_{21}| \gg |Y_{22}|; \\ |Y_{11}| \gg |Y_{12}|; & |Y_{11}| \gg |Y_{22}|. \end{aligned} \right\} \quad (2.34)$$

Следовательно, между Y_B -параметрами транзистора с общей базой и Y -параметрами транзистора с общим эмиттером имеют место приближенные соотношения:

$$Y_{11B} \approx Y_{11} + Y_{21}; Y_{21B} \approx -Y_{21}. \quad (2.35)$$

С учетом (2.34) и (2.35) шумовые токи $\dot{I}_{шБ1}$ (2.33) и $\dot{I}_{ш2}$ (2.27) можно записать через Y_B -параметры следующим образом:

$$\dot{I}_{шБ1} = I_{шБ}(1 - r_B Y_{11B}) = I_{шБ} \dot{Y}_{1B}; \quad (2.36)$$

$$\dot{I}_{шБ2} = -I_{шБ} r_B Y_{21B} = -I_{шБ} \dot{Y}_{2B}. \quad (2.37)$$

В результате преобразований схема на рис. 2.10 примет вид, показанный на рис. 2.11.

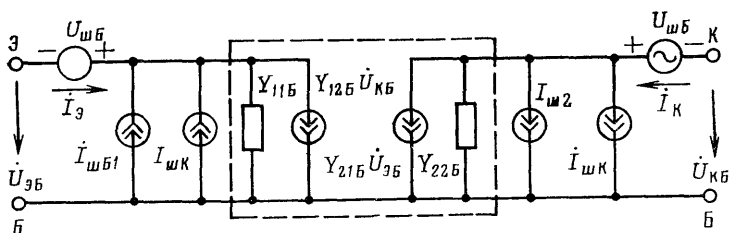


Рис. 2.11. Эквивалентная схема транзистора с ОБ с разделенными источниками шумов.

Эквивалентную шумовую схему, изображенную на рис. 2.11, которая описывает как усилительные, так и шумовые свойства транзистора с ОБ, нетрудно упростить и преобразовать к виду, представленному на рис. 2.12. Для этого генераторы шумового тока, включенные между коллектором и базой, необходимо пересчитать ко входу транзистора с учетом корреляционной связи между ними. Генератором шумового напряжения $U_{шБ}$ в коллекторной цепи, как показывают расчеты, по сравнению с генератором $U_{шБ}$, включенным в цепь эмиттера, можно пренебречь. При этом квадрат действующего значения шумового тока транзистора с ОБ будет определяться выражением (2.30), т. е.

$$I_{шБ}^2 = 4kT_0 G_{шБ} t_B \Pi, \quad (2.38)$$

а квадрат действующего значения напряжения шумов — выражением, совпадающим по форме с (2.32):

$$U_{шБ}^2 = 4kT_0 R_{шБ} \Pi, \quad (2.39)$$

где

$$R_{шБ} = R_{ш} \nu_B; \quad \nu_B = \left| \frac{Y_{11Б} + Y_{21Б} + Y_0}{Y_{11Б} + Y_0} \right|^2.$$

Аналогично можно получить эквивалентную шумовую схему транзистора с общим коллектором (ОК), ко-

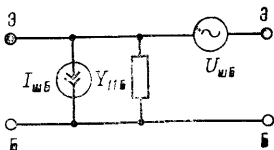


Рис. 2.12. Эквивалентная шумовая схема биполярного транзистора с ОБ.

торая, как показывает анализ [18], полностью совпадает с эквивалентной шумовой схемой транзистора с ОЭ, приведенной в предыдущем параграфе.

2.5. ИСТОЧНИКИ ШУМОВ И ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ШУМОВАЯ СХЕМА ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

В последние годы наряду с совершенствованием биполярных транзисторов значительное внимание уделяется разработке и применению полевых транзисторов, имеющих достаточно высокое входное сопротивление, линейную зависимость крутизны характеристики от управляющего напряжения и низкий уровень собственных шумов. Современные полевые транзисторы обладают также сравнительно высокой крутизной вольт-ампер-

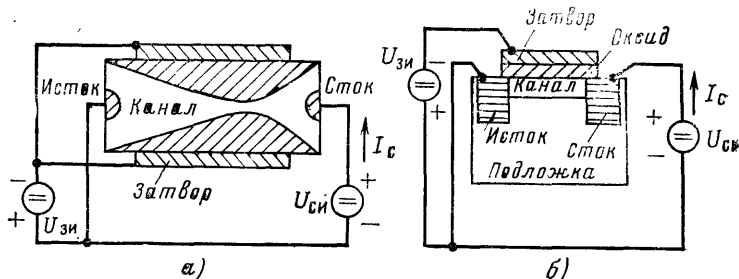
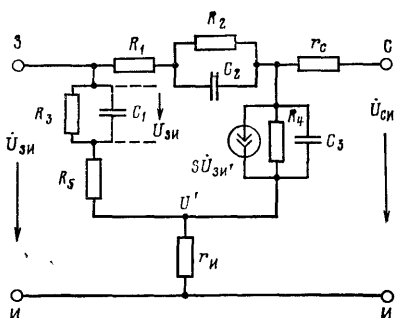


Рис. 2.13. Поперечные сечения полевого транзистора.
а — с р-п переходом; б — с изолированным затвором.

ной характеристики и вполне удовлетворительными высокочастотными свойствами. Все это открывает широкие перспективы для применения полевых транзисторов в маломощных каскадах усиления высокой и промежуточной частот.

Рис. 2.14. Высокочастотная эквивалентная схема полевого транзистора.



обратно смещенным электронно-дырочным переходом, через который осуществляется управление плотностью носителей зарядов в канале; в МОП-транзисторах (рис. 2.13,б) между затвором и каналом имеется тонкий изолирующий слой. Если в качестве диэлектрика выбран материал с высоким сопротивлением, то ток затвора может быть чрезвычайно малым и не зависящим от полярности приложенного к затвору напряжения. С точки зрения принципа работы и причин возникновения собственных шумов оба типа транзисторов практически одинаковы.

При анализе качественных показателей каскадов на полевых транзисторах последние, как и другие усилительные элементы (электронные лампы, биполярные транзисторы), заменяются эквивалентными схемами с сосредоточенными параметрами. На рис. 2.14 представлена одна из эквивалентных схем полевого транзистора с общим истоком, построенная на основании теоретического анализа его работы [3, 6, 9]. Эта схема с достаточной высокой точностью описывает электрические свойства полевых транзисторов как с $p-n$ переходом, так и с изолированным затвором в широком диапазоне

частот. Элементы схемы имеют ясный физический смысл и отражают реальные процессы, происходящие в транзисторах. Резисторы R_2 и R_3 представляют собой сопротивления закрытого p - n перехода (или диэлектрика) и во многих случаях могут быть приняты равными бесконечности. Резисторы R_1 и R_5 отражают рост активной составляющей входной проводимости транзистора на высоких частотах. Эти сопротивления не превышают 10—20 Ом. Резисторы r_c и $r_{и}$, имеющие сопротивление около 30—50 Ом, учитывают сопротивление материала между каналом и выводами транзистора, т. е. сопротивление между реальной рабочей областью транзистора и его внешними выводами. Резистор R_4 и конденсатор C_3 образуют эквивалент дифференциального выходного сопротивления и дифференциальной выходной емкости транзистора. Сопротивление резистора R_4 составляет 100—200 кОм, а емкость конденсатора C_3 не превышает 1 пФ.

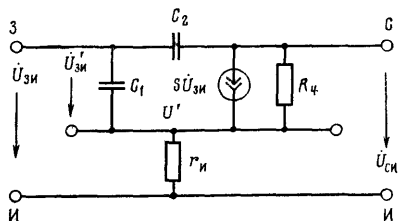
Усилительные свойства транзистора отражаются генератором тока $S\dot{U}_{зи}$, где S — крутизна характеристики внутреннего транзистора. Значение крутизны S современных полевых транзисторов лежит в пределах от 1 до 10 мА/В.

Зависимость генератора тока $S\dot{U}_{зи}$ от частоты определяется частотной зависимостью управляющего напряжения $\dot{U}_{зи}$, которое создается на входной емкости C_1 . Значение этой емкости лежит в пределах 5—10 пФ. Емкость C_2 отражает уменьшение сопротивления внутренней обратной связи между стоком и затвором с ростом частоты. Емкость C_2 обычно не превышает 0,1—1 пФ.

Очевидно, что эквивалентная схема, представленная на рис. 2.14, из-за своей сложности мало пригодна для инженерных расчетов. Поэтому, учитывая соотношения между параметрами элементов схемы, некоторыми из них без больших погрешностей в определенных участках диапазона рабочих частот можно пренебречь. Так, на достаточно высоких частотах для инженерных расчетов каскадов может использоваться упрощенная эквивалентная схема полевого транзистора, изображенная на рис. 2.15. Точность расчетов при этом будет определяться точностью, с которой известны значения элементов,

входящих в эквивалентную схему. К сожалению, значения этих элементов не всегда известны. Поэтому на практике при расчетах линейных каскадов последнюю схему удобнее представить в виде активного линейного четырехполюсника (см. рис. 2.6,б) и использовать систему Y -параметров, измеренных на внешних полюсах

Рис. 2.15. Упрощенная эквивалентная схема полевого транзистора.



транзистора, как при расчетах каскадов на биполярных транзисторах. Измеренные значения Y -параметров приводятся в справочной литературе в виде зависимостей их составляющих от частоты. Такие зависимости для современных высокочастотных полевых транзисторов КП301, КП302, КП303 и КП350 приведены в приложении 1. Составляющие Y -параметров транзистора связаны с физическими параметрами схемы, изображенной на рис. 2.15, следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} g_{11} &= \omega^2 C_{3И} C_{3С} r_{и}; & b_{11} &= \omega (C_{3И} + C_{3С}); \\ g_{12} &= 0; & b_{12} &= -\omega C_{3С}; \\ g_{21} &= \frac{S}{1 + S r_{и}}; & b_{21} &= \omega C_{3С}; \\ g_{22} &= \frac{1}{R_{СИ}}; & b_{22} &= \omega C_{3С}, \end{aligned} \right\} \quad (2.40)$$

где

$$R_{СИ} = R_4 (1 + S r_{и}); \quad C_{3И} = \frac{C_1}{1 + S r_{и}}; \quad C_{3С} \approx C_2.$$

В полевых транзисторах в общем случае различают несколько видов собственных шумов: тепловые шумы канала и неуправляемых сопротивлений полупроводника вблизи истока $r_{и}$ и стока $r_{с}$, наведенные шумы в цепи затвора, дробовые шумы постоянного тока затвора, а также шумы, обусловленные модуляцией ловушками проводимости канала, процессами генерации и рекомбинации носителей тока и некоторыми другими причинами,

которые до настоящего времени еще точно не выяснены. Основными видами шумов, оказывающих существенное влияние на чувствительность каскадов в области достаточно высоких частот, являются тепловые шумы канала и наведенные шумы в цепи затвора [2]. Остальными видами шумов без больших погрешностей при практических расчетах можно пренебречь.

Тепловые шумы канала формально можно представить генератором шумового тока с квадратом действующего значения, равным:

$$I_{шс}^2 = 4kT_{сг_{21}}\Pi = 4kT_{с}t_{сг_{21}}\Pi, \quad (2.41)$$

где $t_{с} = T_{с}/T_0$ — коэффициент, который условно можно назвать относительной шумовой температурой стока; g_{21} — активная составляющая проводимости прямой передачи транзистора.

Как показали исследования [2], для рассматриваемых типов полевых транзисторов величина $t_{с}$ лежит в пределах

$$t_{с} = 0,5 \div 1. \quad (2.42)$$

Для практических расчетов целесообразно выбирать большее значение $t_{с}$. Генератор шумового тока (2.41) необходимо подключить между точками 3—И эквивалентной схемы, представленной на рис. 2.6, в.

Наведенные шумы затвора имеют существенное значение на сравнительно высоких частотах. Они вызываются распределенным шумовым напряжением канала за счет емкостной связи с затвором и аналогичны наведенным шумам в управляющих сетках электронных ламп. Спектральная плотность наведенных шумов, в отличие от тепловых, возрастает с увеличением частоты приблизительно по квадратичному закону.

Поскольку активная составляющая входной проводимости транзистора g_{11} также пропорциональна квадрату частоты (ω^2), представляется удобным выразить квадрат действующего значения тока наведенных шумов в цепи затвора через эту проводимость, т. е.

$$I_{шз}^2 = 4kT_{зг_{11}}\Pi = 4kT_{з}t_{зг_{11}}\Pi = 4kT_{з}G_{ш}\Pi, \quad (2.43)$$

где $t_{з} = T_{з}/T_0$ — относительная шумовая температура затвора; $G_{ш} = t_{з}g_{11}$ — шумовая проводимость полевого транзистора. Для современных полевых транзисторов $t_{з} \leq 1,3$.

Подключив генератор тока наведенных шумов к точкам З—И (см. рис. 2.6, в), получим эквивалентную схему полевого транзистора с учетом основных источников шумов, представленную на рис. 2.16.

Наведенные шумы в цепи затвора, поскольку они создаются тепловыми шумами канала, в некоторой степени коррелированы с последними. Однако эта корреляция незначительна и пренебрежение ею приводит к снижению точности расчетов не более чем на 10%.

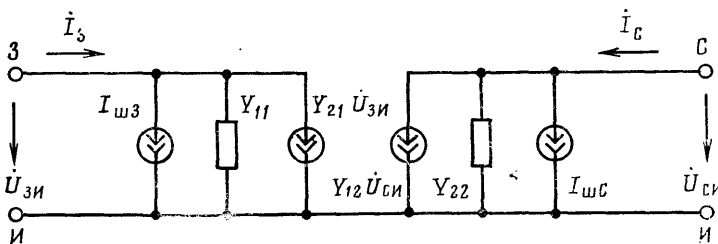


Рис. 2.16. Формальная эквивалентная схема полевого транзистора с источниками шумов.

Причина относительной малости коэффициента корреляции объясняется тем, что носители тока, находящиеся вблизи истока и стока, наводят в затворе заряды, имеющие противоположные знаки. Другими словами, различные сечения канала дают такие вклады в корреляционную составляющую шумового тока, которые частично компенсируют друг друга.

Для удобства шумовых расчетов эквивалентную схему полевого транзистора, приведенную на рис. 2.16, удобно преобразовать к виду, изображенному на рис. 2.9. Пренебрегая корреляцией между токами $I_{гш}$ и $I_{шз}$, а также наличием внутренней обратной связи между стоком и затвором (допустимость последнего будет обсуждена в гл. 3), пересчитаем генератор тока $I_{шс}$ (2.41) в цепь затвора и представим его в виде генератора шумового напряжения:

$$U_{шс}^2 = 4kT_0 R_{ш} \Pi, \quad (2.44)$$

где $R_{ш} = t_c \frac{g_{21}}{|Y_{21}|^2}$ — шумовое сопротивление полевого транзистора.

В результате эквивалентная шумовая схема полевого транзистора с общим истоком примет вид, изображенный на рис. 2.17. Можно показать, что схема рис. 2.17 справедлива также для транзистора с общим затвором, если в ней проводимость Y_{11} транзистора с общим истоком заменить на проводимость Y_{113} транзистора с общим затвором. Шумовой ток $I_{шз}$ при этом следует определять по формуле (2.43), а напряжение шумов $U_{шс}$ — по формуле (2.44), подставив в последнюю вме-

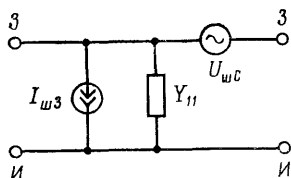


Рис. 2.17. Эквивалентная шумовая схема полевого транзистора с общим истоком.

сто $R_{ш}$ шумовое сопротивление транзистора с общим затвором, т. е.

$$R_{шз} = R_{ш} \nu_3, \quad (2.45)$$

где

$$\nu_3 = \left| \frac{Y_{213} + Y_{113} + Y_0}{Y_{113} + Y_0} \right|^2;$$

Y_{113} и Y_{213} — проводимости транзистора с общим затвором; Y_0 — проводимость эквивалента источника сигнала.

Таким образом, эквивалентные шумовые схемы биполярных и полевых транзисторов по внешнему виду не отличаются между собой и совпадают с известной эквивалентной шумовой схемой электронной лампы, что представляется весьма удобным при расчетах шумовых характеристик каскадов с различными усилительными элементами.

Шумовые свойства резонансных усилителей на транзисторах

3.1. ВЛИЯНИЕ ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ПАРАМЕТРЫ И КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАСКАДОВ

Приступая к изучению шумовых свойств каскадов резонансных усилителей на биполярных и полевых транзисторах, мы сталкиваемся с общей трудностью проведения достаточно строгого и в то же время практически полезного для инженера анализа усилительных схем. Трудность обусловлена наличием в транзисторных усилителях сравнительно сильной внутренней обратной связи через проводимость Y_{12} . Эта обратная связь приводит к изменению параметров транзисторов, что в свою очередь вызывает изменение и нестабильность качественных показателей усилителей. При определенных условиях внутренняя обратная связь может привести к неустойчивой работе и даже к самовозбуждению каскадов. Кроме того, наличие внутренней обратной связи влияет на шумовые характеристики транзисторов и каскадов в целом.

При анализе источников шумов и построении эквивалентных шумовых схем транзисторов ранее предполагалось, что внутренняя обратная связь отсутствует или пренебрежимо мала. Это предположение, естественно, не всегда справедливо. В связи с этим целесообразно рассмотреть некоторые вопросы общей теории усилительных схем на транзисторах и вывести приближенное соотношение, согласно которому при расчете основных качественных показателей резонансных усилителей (в том числе качественных показателей, связанных с их собственными шумами) внутреннюю обратную связь можно считать отсутствующей (т. е. полагать $Y_{12}=0$).

Характерная особенность внутренней обратной связи состоит в том, что она охватывает практически только один каскад. Это позволяет при рассмотрении влияния внутренней обратной связи на параметры и качественные показатели усилителя ограничиваться рассмотрением одного каскада. С этой целью обратимся к упрощенной принципиальной схеме каскада одноконтурного резонансного усилителя, изображенной на рис. 3.1. Усилительный элемент (УЭ) может представлять собой поле-

вой или биполярный транзистор, интегральную микросхему и т. п. Входная Y_{11} и выходная Y_{22} проводимости усилительного элемента вынесены и показаны пунктирной линией. Источник входного сигнала представлен генератором тока I_0 и комплексной проводимостью $Y_0 = g_0 + jb_0$, а нагрузка — комплексной проводимостью $Y_H = g_H + jb_H$. Требуемые режим согласования, полоса пропускания и другие параметры обеспечиваются соответствующим выбором коэффициентов трансформации $m_1—m_4$.

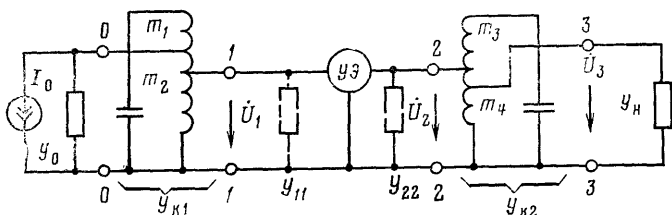


Рис. 3.1. Упрощенная принципиальная схема каскада резонансного усилителя на транзисторе.

Для упрощения анализа будем считать, что полные эквивалентные проводимости входного и выходного контуров одинаковы, т. е.

$$Y_{a1} = Y_{a2} = Y_a = g_a(1 + j\varepsilon), \quad (3.1)$$

где $Y_{a1} = Y_0 m_1^2 + Y_{K1} + Y_{11} m_2^2$ — полная эквивалентная проводимость входного контура; $Y_{a2} = Y_{22} m_3^2 + Y_{K2} + Y_H m_4^2$ — полная эквивалентная проводимость выходного контура; $g_a = g_0 m_1^2 + g_{K1} + g_{11} m_2^2 = g_{22} m_3^2 + g_{K2} + g_H m_4^2$ — активная составляющая эквивалентной проводимости входного и выходного контуров каскада; $\varepsilon \approx \approx Q_a 2\Delta f/f_0$ — обобщенная расстройка; Q_a — эквивалентная добротность; $2\Delta f/f_0$ — относительная расстройка.

Пересчитаем эквивалентные проводимости контуров (3.1) соответственно к входным 1-1 и выходным 2-2 полюсам усилительного элемента по формулам

$$Y_{a11} = Y_a / m_2^2; \quad Y_{a22} = Y_a / m_3^2. \quad (3.2)$$

В результате получим эквивалентную схему каскада, представленную на рис. 3.2. Генератор тока $Y_{21} \dot{U}_1$ отображает процесс воздействия входного напряжения U_1 на выходной ток усилительного элемента, а генератор тока $Y_{12} \dot{U}_2$ — процесс воздействия выходного напря-

жения \dot{U}_2 на его входной ток. Без учета внутренней обратной связи, т. е. принимая проводимость $Y_{12}=0$, полные проводимости на полюсах 1-1 и 2-2 определяются выражениями (3.2), а коэффициент передачи каскада по напряжению с полюсов 1-1 на полюсы 2-2 выражается соотношением

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = -\frac{Y_{21}}{Y_{322}}. \quad (3.3)$$

Определим теперь параметры каскада с учетом внутренней обратной связи ($Y_{12} \neq 0$). Полная проводимость

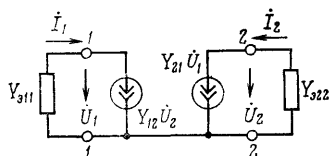


Рис. 3.2. Эквивалентная схема каскада резонансного усилителя.

каскада на входных полюсах 1-1, как следует из рис. 3.2, определяется выражением

$$Y_{311}^* = \frac{I_1}{\dot{U}_1} = Y_{311} + Y_{12}\dot{K} = Y_{311} \left(1 - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{311}Y_{322}} \right). \quad (3.4)$$

Аналогично определяется полная проводимость каскада на выходных полюсах 2-2:

$$Y_{322}^* = \frac{I_2}{\dot{U}_2} = Y_{322} + Y_{21}\dot{\beta} = Y_{322} \left(1 - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{311}Y_{322}} \right), \quad (3.5)$$

где $\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{\dot{U}_{o.c}}{\dot{U}_2} = -\frac{Y_{12}}{Y_{311}}$ — коэффициент передачи напряжения с полюсов 2-2 на полюсы 1-1 за счет внутренней обратной связи; $\dot{U}_1 = \dot{U}_{o.c}$ — напряжение обратной связи, создаваемое на полюсах 1-1 напряжением \dot{U}_2 (в предположении, что внешнее напряжение на полюсах 1-1 равно нулю).

Выражение $Y_{12}Y_{21}/(Y_{311}Y_{322})$ (3.4) и (3.5) представляет собой произведение прямого \dot{K} и обратного $\dot{\beta}$ коэффициентов передачи напряжения и носит название петлевого коэффициента передачи каскада, т. е.

$$\dot{\beta}\dot{K} = \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{311}Y_{322}}. \quad (3.6)$$

Как следует из соотношений (3.4) и (3.5), входная и выходная проводимости каскада изменяются под воз-

действием внутренней обратной связи, причем это изменение определяется петлевым коэффициентом передачи:

$$\left. \begin{aligned} Y_{\text{э}11}^* &= Y_{\text{э}11} (1 - \beta \dot{K}); \\ Y_{\text{э}22}^* &= Y_{\text{э}22} (1 - \beta \dot{K}). \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

Изменение проводимостей каскада приводит в свою очередь к изменению его прямого коэффициента передачи (3.3), который с учетом обратной связи примет вид:

$$\dot{K}_\beta = - \frac{Y_{21}}{Y_{\text{э}22}^*} = - \frac{Y_{21}}{Y_{\text{э}22} (1 - \beta \dot{K})} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta \dot{K}}. \quad (3.8)$$

Таким образом, наличие внутренней обратной связи приводит к изменению всех качественных показателей и параметров каскада. Для выработки некоторых практических рекомендаций по устранению влияния внутренней обратной связи на работу транзисторных резонансных усилителей необходимо более подробно проанализировать выражение для петлевого коэффициента передачи.

3.2. АНАЛИЗ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ПЕТЛЕВОГО КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ

Выражение (3.6) для петлевого коэффициента передачи в общем случае является комплексным и с учетом (3.1) и (3.2) может быть представлено в виде

$$\beta \dot{K} = \beta K e^{j\varphi_{\beta K}}, \quad (3.9)$$

где βK — модуль; $\varphi_{\beta K}$ — фаза петлевого коэффициента передачи.

В соответствии с критерием Найквиста каскад находится на границе самовозбуждения при выполнении условия [15, 18]

$$\beta \dot{K} = 1. \quad (3.10)$$

Условие (3.10) имеет место, если в каскаде обеспечивается баланс амплитуд

$$\beta K = \frac{|Y_{21}| |Y_{12}| m_2^2 m_3^2}{g_2^2 (1 + \varepsilon^2)} = 1 \quad (3.11)$$

и баланс фаз

$$\varphi_{\beta K} = \theta - 2 \operatorname{arctg} \varepsilon = 0. \quad (3.12)$$

В выражении (3.12) через θ обозначен аргумент произведения ($Y_{12}Y_{21}$).

Исходя из выражений (3.11) и (3.12) и учитывая, что фаза петлевого коэффициента передачи является случайной, так как она зависит от текущей расстройки контуров и параметров усилительного элемента, сформулируем условие устойчивости каскада. Очевидно, каскад не будет самовозбуждаться, если при выполнении баланса фаз не выполняется баланс амплитуд. Однако это условие нельзя считать достаточным. Необходимо потребовать, чтобы изменения качественных показателей и параметров каскада как при положительной, так и при отрицательной обратной связи находились в допустимых пределах. Это требование можно удовлетворить соответствующим выбором модуля петлевого коэффициента передачи.

Следовательно, условие устойчивости каскада можно сформулировать следующим образом: каскад будет работать устойчиво при положительной и отрицательной обратной связи, т. е. при $\varphi_{\beta K} = k\pi$, где $k=0$ при положительной и $k=\pm 1$ при отрицательной обратной связи, если модуль петлевого коэффициента передачи βK выбран из условий допустимого изменения его параметров и качественных показателей.

Математически это условие можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{\beta K} &= k\pi \text{ при } k = 0, \pm 1; \\ \beta K &\ll 1. \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

С целью обоснования выбора модуля коэффициента передачи βK запишем выражение для активной составляющей полной проводимости на выходе каскада при положительной обратной связи ($\varphi_{\beta K} = 0$), используя (3.7):

$$g_{\Sigma 22}^* = g_{\Sigma 22} (1 - \beta K). \quad (3.14)$$

Учитывая известные связи между проводимостью g_{Σ} , затуханием $d_{\Sigma} = 1/Q_{\Sigma}$ и характеристическим сопротивлением ρ эквивалентного колебательного контура

$$g_{\Sigma} = \frac{d_{\Sigma}}{\rho} \text{ и } \Pi = f_0 d_{\Sigma},$$

легко получить соотношение

$$\frac{\Pi_{o.c}}{\Pi} = 1 - \beta K, \quad (3.15)$$

где $P_{0,c}$ и P — полоса пропускания каскада по напряжению с учетом и без учета внутренней обратной связи.

Отношение (3.15) показывает, во сколько раз изменяется полоса пропускания каскада под влиянием внутренней обратной связи, оно называется коэффициентом устойчивости m_y [15].

На практике обычно допускается изменение полосы пропускания каскада в пределах 10—20%. При этом коэффициент устойчивости необходимо выбирать равным 0,9—0,8, а модуль петлевого коэффициента передачи должен лежать в пределах $\beta K = 1 - m_y = 0,1 \div 0,2$.

3.3. КОЭФФИЦИЕНТ УСТОЙЧИВОГО УСИЛЕНИЯ КАСКАДА

Для определения коэффициента устойчивого усиления каскада, т. е. такого коэффициента усиления, при котором влиянием внутренней обратной связи можно пренебречь, найдем из (3.12) значения расстроек ε_{\pm} , соответствующих положительной и отрицательной обратной связи, и подставим их в (3.11) с учетом (3.13). С этой целью запишем выражение (3.11) следующим образом:

$$\beta K = \frac{|Y_{12}|}{|Y_{21}|} \frac{K_0^2}{1 + \varepsilon^2_{\pm}} \frac{m_2^2}{m_4^2} \quad (3.16)$$

или

$$\beta K = \frac{A}{1 + \varepsilon^2_{\pm}}, \quad (3.17)$$

где $K_0 = \frac{|Y_{21}| m_3 m_4}{g_3}$ — резонансный коэффициент усиления каскада по напряжению с полюсов 1-1 на полюсы 3-3 (см. рис. 3.1);

$$A = \frac{|Y_{12}|}{|Y_{21}|} \frac{m_2^2}{m_4^2} K_0^2;$$

ε_{\pm} — значения обобщенной расстройки контуров, соответствующие положительной «+» и отрицательной «—» обратной связи.

Найдем расстройку ε_{\pm} из выражения (3.12) для фазового сдвига $\varphi_{\beta K}$, приравняв его $\kappa\pi$, т. е.

$$\varphi_{\beta K} = \theta - 2 \operatorname{arctg} \varepsilon_{\pm} = \kappa\pi$$

или

$$\operatorname{arctg} \varepsilon_{\pm} = \frac{\theta - \kappa\pi}{2}. \quad (3.18)$$

Решая (3.18) относительно расстройки ε_{\pm} , соответствующей положительной и отрицательной обратной связи, получаем:

$$\varepsilon_{\pm} = \operatorname{tg} \frac{\theta - \kappa\pi}{2}. \quad (3.19)$$

Подставив полученное значение ε_{\pm} в формулу (3.17), найдем:

$$\beta K = \frac{A}{1 + \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\theta - \kappa\pi}{2} \right)} = \frac{A}{2} [\cos(\theta - \kappa\pi) + 1]. \quad (3.20)$$

Поскольку при положительной обратной связи $k=0$, а при отрицательной обратной связи $k=\pm 1$, то выражение (3.20) можно записать в виде

$$\beta K = \frac{A}{2} (1 \pm \cos \theta), \quad (3.21)$$

причем верхний знак в скобках соответствует положительной обратной связи, нижний — отрицательной. Учитывая обозначения, принятые выше, получим:

$$\beta K = 1 - m_y = \frac{|Y_{12}|}{|Y_{21}|} \frac{K_0^2}{2} (1 \pm \cos \theta) \frac{m_2^2}{m_4^2}. \quad (3.22)$$

Полагая $K_{\text{мин}} = K_y$, из (3.22) находим выражение для коэффициента устойчивого усиления каскада:

$$K_{0 \text{ мин}} = K_y = \sqrt{\frac{2(1 - m_y)|Y_{21}|}{(1 \pm \cos \theta)|Y_{12}|}} \frac{m_4}{m_2}. \quad (3.23)$$

Представив проводимости Y_{12} и Y_{21} усилительного элемента как

$$Y_{12} = -g_{12} - jb_{12};$$

$$Y_{21} = g_{21} + jb_{21},$$

нетрудно определить выражение для угла θ , которое после несложных преобразований примет вид:

$$\theta = \operatorname{arctg} \frac{b_{12} + \frac{b_{21}g_{12}}{g_{21}}}{g_{12} - \frac{b_{12}b_{21}}{g_{21}}}. \quad (3.24)$$

Так как в большинстве случаев для транзисторов выполняются условия

$$b_{12} \gg \frac{b_{21}g_{12}}{g_{21}} \quad \text{и} \quad g_{12} \gg \frac{b_{12}b_{21}}{g_{21}}, \quad \text{то}$$

$$\theta \approx \operatorname{arctg} \frac{b_{12}}{g_{12}} = \arccos \frac{g_{12}}{|Y_{12}|}. \quad (3.25)$$

Подставив (3.25) в (3.23) и полагая $m_y = 0,8 \div 0,9$, получим:

$$K_y = (0,45 \div 0,64) \sqrt{\frac{|Y_{21}|}{|Y_{12}| \pm g_{12}}} \frac{m_4}{m_2}. \quad (3.26)$$

Наиболее опасной является положительная обратная связь, поэтому при расчетах необходимо ориентироваться на худший случай, т. е. на наименьший коэффициент устойчивого усиления. При этом формула (3.26) примет окончательный вид:

$$K_y = (0,45 \div 0,64) \sqrt{\frac{|Y_{21}|}{|Y_{12}| + g_{12}}} \frac{m_4}{m_2}. \quad (3.27)$$

Выражения (3.23) — (3.27) имеют общий характер, т. е. применимы к каскаду любого резонансного усилителя независимо от типа и схемы включения усилительного элемента, если только можно гарантировать отсутствие самовозбуждения его при коротком замыкании выходных полюсов. Так, например, для резонансного усилителя на полевом транзисторе в области сравнительно низких частот можно считать, что

$$|Y_{21}| \approx S; \quad g_{12} \approx 0; \quad |Y_{12}| \approx \omega C_{12},$$

при этом коэффициент устойчивого усиления каскада (3.27) выражается известной формулой В. И. Сифорова, полученной для каскадов резонансных усилителей на электронных лампах:

$$K_y = (0,45 \div 0,64) \sqrt{\frac{S}{\omega C_{12}}} \frac{m_4}{m_2}.$$

Таким образом, каскад резонансного усилителя будет устойчив, если его коэффициент усиления K_0 удовлетворяет условию (3.27). Как показано в [15], в случае многокаскадного резонансного усилителя коэффициент $(1 - m_y)$ в (3.23) следует заменить на $m_y(1 - m_y)$.

При выполнении условия (3.27) качественные показатели каскада будут изменяться не более чем на 10—

20% и при всех расчетах наличием внутренней обратной связи можно пренебречь, т. е. принять $Y_{12} \approx 0$. Соответственно входную (на полюсах 1-1) и выходную (на полюсах 2-2) проводимости каскада транзисторного усилителя можно определить по формулам:

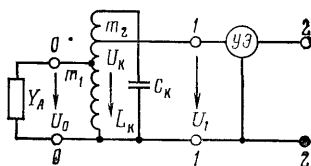
$$Y_{\text{вх}} \approx Y_{11}, \quad Y_{\text{вых}} \approx Y_{22}, \quad (3.28)$$

что непосредственно следует из совпадения значения $Y_{\text{вх}}^*$ и Y_{11} , а также $Y_{\text{вых}}^*$ и Y_{22} , определенных посредством (3.7) при $|1 - \beta K| \approx 1$.

3.4. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА ТРАНЗИСТОРНОГО РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Для определения коэффициента шума радиоприемника достаточно рассчитать коэффициенты шума его отдельных каскадов. На рис. 3.3 приведена упрощенная принципиальная электрическая схема каскада резонансного усилителя, включающая в себя только те элементы, которые оказывают влияние на коэффициент шума. Поскольку эквивалентные шумовые схемы транзисторов

Рис. 3.3. Упрощенная принципиальная схема каскада резонансного усилителя.



(независимо от типов и способов их включения) одинаковы, то для расчета коэффициента шума каскада вместо конкретного типа транзистора используется понятие обобщенного усилительного элемента (УЭ).

В соответствии с пояснениями, приведенными в гл. 1, схема состоит из эквивалента источника сигнала $Y_A = g_A + jb_A$, входного контура и усилительного элемента. Так как элементы, подключаемые к выходным полюсам 2-2 (рис. 3.3), представляют собой эквивалент источника сигнала для следующего каскада, то они должны учитываться при расчете коэффициента шума последнего.

Для упрощения дальнейшего анализа все элементы схемы, расположенные левее входных полюсов усилительного элемента 1-1, целесообразно пересчитать на эти полюсы, используя соотношения

$$\left. \begin{aligned} Y'_A &= Y_A \frac{m_1^2}{m_2^2} = g_A \frac{m_1^2}{m_2^2} + j b_A \frac{m_1^2}{m_2^2}; \\ L'_K &= L_K m_2^2; \quad C'_K = C_K / m_2^2, \end{aligned} \right\} \quad (3.29)$$

где $m_1 = U_0 / U_K$, $m_2 = U_1 / U_K$, а U_0 и U_1 — амплитуды напряжений на полюсах автотрансформатора 0-0 и 1-1 при амплитуде напряжения на контуре, равной U_K .

Представим усилительный элемент (транзистор) в виде эквивалентной шумовой схемы, полученной в гл. 2, а тепловые шумы активных проводимостей эквивалента источника сигнала g'_A и контура g'_K — в виде генераторов шумовых токов, включенных параллельно этим проводимостям. В соответствии с (1.20) квадраты действующих значений токов тепловых шумов определяются выражениями

$$I_{шA}^2 = 4kT_0 g'_A \Pi; \quad (3.30)$$

$$I_{шK}^2 = 4kT_0 g'_K \Pi, \quad (3.31)$$

где $g'_A = g_A m_1^2 / m_2^2$; $g'_K = g_K / m_2^2$ — активные проводимости источника сигнала и контура, пересчитанные к входным полюсам 1-1 усилительного элемента.

В результате получим эквивалентную шумовую схему каскада, изображенную на рис. 3.4. Коэффициент шума этой схемы удобно рассчитывать через шумовые токи короткого замыкания по формуле

$$Ш = \frac{I_{ш\Sigma (1'-1')}^2}{I_{шA (1'-1')}^2}, \quad (3.32)$$

где $I_{ш\Sigma (1'-1')}^2$ — квадрат действующего значения шумового тока короткого замыкания полюсов 1'-1' (рис. 3.4) от всех источников шумов; $I_{шA (1'-1')}^2$ — квадрат действующего значения шумового тока короткого замыкания тех же полюсов только от источника сигнала.

Поскольку источники шумов, входящие в схему, статистически независимы, то их суммирование можно производить по квадратичному закону. Непосредственно из схемы, представленной на рис. 3.4, имеем:

$$I_{ш\Sigma (1'-1')}^2 = I_{шA}^2 + I_{шK}^2 + I_{ш}^2 + U_{ш}^2 |Y'_A + Y'_K + Y_{11}|^2; \quad (3.33)$$

$$I_{шA (1'-1')}^2 = I_{шA}^2. \quad (3.34)$$

3.5. ЗАВИСИМОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ ОТ СОГЛАСОВАНИЯ НА ВХОДЕ

Подставляя в (3.35) соотношение (2.30) для эквивалентной шумовой проводимости $G_{ш}$, получим выражение для коэффициента шума каскада на биполярном транзисторе с общим эмиттером:

$$Ш = 1 + \frac{G |1 + r_B Y_0|^2 + r_B |Y_0|^2}{g'_A} + \frac{R_{ш}}{g'_A} |Y'_A + Y'_K + Y_{11}|^2, \quad (3.36)$$

где $Y_0 = Y'_A + Y'_K = Y_A m^2_{11} / m^2_{22} + Y_K / m^2_{22}$ — полная проводимость источника сигнала и входного контура, пересчитанная к входным полюсам 1-1 транзистора (рис. 3.3);

$$G_{ш} = G |1 + r_B Y_0|^2 + r_B |Y_0|^2.$$

Выражение (3.36) записано в предположении, что все элементы схемы находятся при комнатной температуре T_0 .

Обычно входной контур каскада настраивают на среднюю частоту полосы пропускания. Представив полные проводимости, входящие в выражение (3.36), в виде активных и реактивных составляющих

$$\left. \begin{aligned} Y'_A &= g'_A + jb'_A; \\ Y'_K &= g'_K + jb'_K; \\ Y_{11} &= g_{11} + jb_{11}, \end{aligned} \right\} \quad (3.37)$$

а также учитывая, что условие настройки входной цепи может быть записано как

$$b'_A + b'_K + b_{11} = 0, \quad (3.38)$$

преобразуем (3.36) для настроенного каскада к виду

$$\begin{aligned} Ш = 1 + \frac{g'_K}{g'_A} + \frac{G [1 + r_B (g'_A + g'_K)]^2 + r_B (g'_A + g'_K)^2}{g'_A} + \\ + \frac{r_B (1 + G r_B) b^2_{11}}{g'_A} + \frac{R_{ш}}{g'_A} (g'_A + g'_K + g_{11})^2. \end{aligned} \quad (3.39)$$

Полоса пропускания и избирательность входной цепи, как известно, обеспечиваются эквивалентным затуханием контура d_3 , включающим в себя собственное d_K и вноси-

мые эквивалентом источника сигнала Δd_A и транзистором Δd_{11} затухания, т. е.

$$d_0 = d_k + \Delta d_A + \Delta d_{11}, \quad (3.40)$$

где $d_k = \rho g_k$, $\Delta d_A = \rho g_A m^2_{11}$, $\Delta d_{11} = \rho g_{11} m^2_{21}$; $\rho = \frac{1}{\omega_0 C_9}$ — характеристическое сопротивление; C_9 — эквивалентная емкость; ω_0 — резонансная частота контура.

Для обеспечения требуемой полосы пропускания входной цепи, как и усилителя радиочастоты радиоприемного устройства в целом, практически всегда вносимые затухания Δd_A и Δd_{11} значительно превосходят собственное затухание контура d_k . Это позволяет пренебречь собственным затуханием контура по сравнению с вносимыми и соответственно упростить выражение (3.39). Кроме того, в каскадах на биполярных транзисторах всегда выполняются условия

$$Gr_B \ll 1, \quad r_B g'_A \ll 2. \quad (3.41)$$

С учетом сказанного выражение (3.39) можно записать в следующем виде:

$$M = 1 + 2Gr_B + r_B g'_A + \frac{G + r_B b^2_{11} + R_{ш}(g'_A + g_{11})^2}{g'_A}. \quad (3.42)$$

Заметим, что после принятых допущений выражение (2.30) также изменится и примет вид:

$$G_{ш} \approx G(1 + 2r_B g'_A) + r_B(g_A'^2 + b_{11}^2). \quad (3.42a)$$

Пример 3.1. Рассчитать и построить зависимость коэффициента шума M каскада резонансного усилителя (рис. 3.3) на транзисторе ГТ313А от проводимости источника сигнала g'_A для двух частот: $f_{01} = 30$ МГц и $f_{02} = 100$ МГц.

Транзистор ГТ313А в типовом режиме при токе коллектора $I_K = 3$ мА и напряжении на коллекторе $U_{КЭ} = -5$ В имеет следующие параметры:

на частоте 30 МГц

$$g_{11} = 5,2 \text{ мСм}; \quad b_{11} = 8 \text{ мСм};$$

$$g_{21} = 58 \text{ мСм}; \quad b_{21} = 46 \text{ мСм};$$

$$Y_{21} = 74 \text{ мСм}; \quad r_B = 52 \text{ Ом};$$

$$\alpha_0 = 0,99;$$

на частоте 100 МГц

$$g_{11} = 13,1 \text{ мСм}; \quad b_{11} = 8,3 \text{ мСм};$$

$$g_{21} = 21 \text{ мСм}; \quad b_{21} = 30 \text{ мСм};$$

$$|Y_{21}| = 36,6 \text{ мСм}; \quad r_B = 52 \text{ Ом};$$

$$\alpha_0 = 0,99.$$

Проводимость G и сопротивление шума $R_{ш}$ определяем из формул (2.30) и (2.32):

$$G = 20 \frac{3 \cdot 10^{-3}}{0,99} (1 - 0,99) = 0,61 \text{ мСм};$$

на частоте 30 МГц

$$R_{ш} = 20 \cdot \frac{3 \cdot 10^{-3}}{5480 \cdot 10^{-6}} = 10,95 \text{ Ом};$$

на частоте 100 МГц

$$R_{ш} = 20 \cdot \frac{3 \cdot 10^{-3}}{1341 \cdot 10^{-6}} = 44,74 \text{ Ом}.$$

Рассчитываем коэффициент шума $Ш$ каскада при $g'_A = 2 \text{ мСм}$ по формуле (3.42):

на частоте 30 МГц

$$Ш_1 = 1 + 2 \cdot 0,61 \cdot 10^{-3} \cdot 52 + 52 \cdot 2 \cdot 10^{-3} + \frac{0,61 \cdot 10^{-3} + 52 \cdot (8 \cdot 10^{-3})^2 + 10,95 (2 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 2 \cdot 10^{-3})^2}{2 \cdot 10^{-3}} = 3,42;$$

на частоте 100 МГц

$$Ш_2 = 1 + 2 \cdot 0,61 \cdot 10^{-3} \cdot 52 + 52 \cdot 2 \cdot 10^{-3} + \frac{0,61 \cdot 10^{-3} + 52 (8,3 \cdot 10^{-3})^2 + 44,74 (2 \cdot 10^{-3} + 13,1 \cdot 10^{-3})^2}{2 \cdot 10^{-3}} = 8,36.$$

Для других значений g'_A расчеты выполняются аналогично. По результатам расчетов на рис. 3.5 построены графики зависимости коэффициента шума $Ш$ от проводимости источника сигнала g'_A для частот 30 и 100 МГц.

Как следует из (3.42) и рис. 3.5, коэффициент шума каскада существенно зависит от пересчитанной к входным полюсам транзистора $I-I$ проводимости источника сигнала g'_A . Выбирая соответствующим образом коэффициенты трансформации m_1 и m_2 , можно обеспечить оптимальность режима согласования на входе с точки зрения некоторого определенного критерия.

Практический интерес представляют два режима работы резонансного усилителя [8, 15, 18]: *режим согласования*, соответствующий максимуму напряжения на входе транзистора и обеспечению заданной полосы пропускания (избирательности) каскада, и *режим опти-*

мального рассогласования, соответствующий минимуму коэффициента шума каскада при заданной полосе пропускания (избирательности).

Первый режим обеспечивает согласование на входе и соответственно режим бегущей волны в фидере, если последний имеется между источником сигнала и входными полюсами 0-0 (рис. 3.3). Однако при этом коэффициент шума каскада не минимизируется.

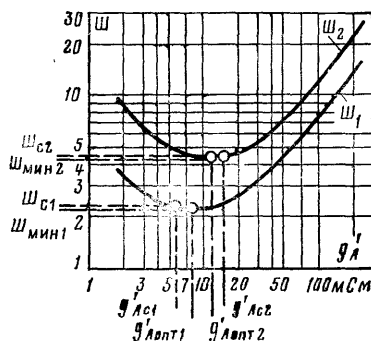


Рис. 3.5. Графики зависимости коэффициента шума каскада с ОЭ от проводимости источника сигнала.

Во втором режиме, наоборот, согласование источника сигнала, как правило, не обеспечивается, однако коэффициент шума усилителя получается минимально возможным.

Рассмотрим более подробно условия реализации каждого из режимов в каскадах на биполярных транзисторах.

Режим согласования. При оговоренных выше условиях, т. е. когда входной контур допустимо считать идеальным трансформатором без потерь ($g'_k=0$), условие согласования на входе каскада можно записать в виде

$$g'_A = g_{11}. \quad (3.43)$$

Подставляя (3.43) в (3.42), получаем выражение для коэффициента шума каскада в режиме согласования:

$$Ш_c = 1 + 2Gr_B + (r_B + 4R_{ш})g_{11} + \frac{G + r_B b^2_{11}}{g_{11}}. \quad (3.44)$$

Коэффициенты трансформации m_1 и m_2 в режиме согласования выбираются из условия (3.43) и заданной полосы пропускания (избирательности) каскада. Эти

условия можно представить в виде

$$m_1^2 g_A = m_2^2 g_{11}; \quad (3.45)$$

$$d_3 = \rho (m_1^2 g_A + m_2^2 g_{11}), \quad (3.46)$$

где d_3 — эквивалентное затухание, обеспечивающее заданную полосу пропускания (избирательность) каскада.

Решая совместно (3.45) и (3.46), получаем выражения для коэффициентов трансформации m_1 и m_2 , обеспечивающих режим согласования и заданную полосу пропускания (избирательность):

$$m_1 = \sqrt{\frac{d_3}{2\rho g_A}}; \quad (3.47)$$

$$m_2 = \sqrt{\frac{d_3}{2\rho g_{11}}}, \quad (3.48)$$

где $\rho = \frac{1}{\omega_0 C_3}$.

Трудность расчета коэффициентов трансформации по формулам (3.47) и (3.48) заключается в выборе эквивалентной емкости C_3 контура, которая в общем случае определяется из выражения

$$C_3 = C_K + m_1^2 C_A + m_2^2 C_{11}, \quad (3.49)$$

где C_K — собственная емкость контура, в которую для упрощения включена также межвитковая емкость катушки индуктивности L_K и емкость монтажа; C_A — входная емкость источника сигнала; C_{11} — входная емкость транзистора.

При выборе эквивалентной емкости C_3 можно руководствоваться следующими соображениями.

С целью упрощения технологии изготовления контура и в зависимости от соотношения между проводимостями g_A и g_{11} один из коэффициентов трансформации можно выбрать равным единице. При этом из формулы (3.47), если $g_A < g_{11}$, однозначно определяется расчетное значение эквивалентной емкости контура $C_{3,p}$, т. е.

$$C_{3,p} = \frac{g_A}{\pi f_0 I_3}. \quad (3.50)$$

По известным эквивалентной емкости (3.50) и формуле (3.48) рассчитывается коэффициент трансформации m_2 , а из выражения (3.49) определяется собствен-

ная емкость контура:

$$C_K = C_{\text{э.р}} - C_A - C_{11} \frac{g_A}{g_{11}}. \quad (3.51)$$

При $g_A > g_{11}$, наоборот, целесообразно выбрать коэффициент трансформации $m_2 = 1$, а затем определить расчетное значение эквивалентной емкости $C_{\text{э.р}}$

$$C_{\text{э.р}} = \frac{g_{11}}{\pi f_0 d_0} \quad (3.52)$$

и собственную емкость контура

$$C_K = C_{\text{э.р}} - C_{11} - C_A \frac{g_{11}}{g_A}. \quad (3.53)$$

Коэффициент трансформации m_1 при этом рассчитывается по формуле (3.47).

Изложенная методика расчета коэффициентов трансформации и элементов контура справедлива, если выполняется условие

$$C_{\text{э.мин}} \leq C_{\text{э.р}} \leq C_{\text{э.макс}}, \quad (3.54)$$

где $C_{\text{э.макс}}$ — максимальная эквивалентная емкость контура, ограниченная допустимым максимальным значением собственной емкости контура $C_{\text{н.макс}}$ (конструктивные ограничения); $C_{\text{э.мин}}$ — минимальная эквивалентная емкость контура.

Если на собственную емкость контура не наложены ограничивающие условия, то без учета распределенной емкости схемы ее можно выбрать в пределах

$$0 \leq C_K \leq \lambda, \quad (3.55)$$

где λ — длина волны усиливаемого колебания, м; C_K — собственная емкость контура, пФ.

В большинстве практических случаев условие (3.54) выполняется, однако иногда могут иметь место исключения.

Так, в отдельных случаях емкость контура C_K , рассчитанная по формуле (3.51) или (3.53), оказывается очень большой, что затрудняет выполнение условия (3.54). В этих случаях целесообразно задаться максимально возможной емкостью $C_{\text{э}} = C_{\text{э.макс}}$, а коэффициенты трансформации рассчитать по формулам (3.47) и (3.48).

В широкополосных резонансных усилителях на достаточно высоких частотах, наоборот, могут встречаться

случаи, когда собственная емкость C_k , рассчитанная по формуле (3.51) или (3.53), получается настолько малой, что возникают трудности в ее реализации. При этом в зависимости от соотношения между проводимостями g_A и g_{11} один из коэффициентов трансформации m_2 (при $g_A > g_{11}$) или m_1 (при $g_A < g_{11}$) выбирается равным единице, и задается минимально реализуемая емкость $C_э = C_{э.мин}$, а второй из коэффициентов трансформации рассчитывается по формуле (3.47) или (3.48).

Для обеспечения требуемой полосы пропускания в контур подключается резистор шунта с проводимостью

$$g_{ш} = \frac{d_э}{2\rho} - g_{11}, \text{ если } g_A > g_{11}; \quad (3.56)$$

или

$$g_{ш} = g_A - \frac{d_э}{2\rho}, \text{ если } g_A < g_{11}, \quad (3.57)$$

где

$$\rho = \frac{1}{\omega_0 C_{э.мин}}.$$

Коэффициент шума каскада при этом рассчитывается по формуле (3.44) после подстановки в нее вместо g_{11} суммарной проводимости $g_{11} + g_{ш}$.

Пример 3.2. Рассчитать коэффициент шума $Ш_c$ каскада резонансного усилителя на биполярном транзисторе типа ГТ313А с общим эмиттером в режиме согласования на двух частотах: $f_{01} = 30$ МГц и $f_{02} = 100$ МГц. Каскад должен обеспечить требуемую полосу пропускания, определяемую эквивалентным затуханием контура $d_э = 0,1$. Проводимость и емкость источника сигнала соответственно равны: $g_A = 10,0$ мСм и $C_A = 20$ пФ. Параметры транзистора ГТ313А для данных частот приведены в примере 3.1.

На частоте $f_{01} = 30$ МГц проводимость источника сигнала g_A больше входной проводимости g_{11} транзистора ($10 \text{ мСм} > 5,2 \text{ мСм}$), поэтому эквивалентную емкость контура рассчитываем по формуле (3.52), полагая $m_2 = 1$:

$$C_{э.р} = \frac{5,2 \cdot 10^{-3}}{30 \cdot 10^6 \cdot 0,1} = 552 \text{ пФ}.$$

Так как рассчитанная эквивалентная емкость $C_{э.р}$ чрезмерно большая, что приводит к необходимости обеспечения очень малой индуктивности, то, руководствуясь рекомендациями, приведенными выше, задаемся приемлемым значением эквивалентной емкости $C_э = 100$ пФ.

Определяем по формулам (3.47) и (3.48) коэффициенты трансформации m_1 и m_2 :

$$m_1 = \sqrt{\frac{0,1}{2,53 \cdot 10^{-3}}} = 0,3;$$

$$m_2 = \sqrt{\frac{0,1}{2,53 \cdot 5,2 \cdot 10^{-3}}} = 0,42,$$

где

$$\rho = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 53 \text{ Ом.}$$

Собственную емкость контура C_K рассчитываем по формуле (3.49):
 $C_K = 100 - 42,4 \cdot 0,42^2 - 20 \cdot 0,3^2 = 90,75 \text{ пФ.}$

Определяем коэффициент шума каскада резонансного усилителя в режиме согласования по формуле (3.44):

$$\begin{aligned} \Pi_{c1} = & 1 + 2 \cdot 0,61 \cdot 10^{-3} \cdot 52 + (52 + 4 \cdot 10,95) \cdot 5,2 \cdot 10^{-3} + \\ & + \frac{0,61 \cdot 10^{-3} + 52 \cdot (8 \cdot 10^{-3})^2}{5,2 \cdot 10^{-3}} = 2,32. \end{aligned}$$

На частоте $f_{02} = 100 \text{ МГц}$ входная проводимость g_{11} транзистора больше, чем проводимость источника сигнала g_A ($13,1 \text{ мСм} > 10,0 \text{ мСм}$). В этом случае целесообразно, полагая $m_1 = 1$, определить эквивалентную емкость контура $C_{э.р}$ по формуле (3.50):

$$C_{э.р} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{\pi \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 0,1} = 318,5 \text{ пФ.}$$

Для частоты 100 МГц рассчитанная эквивалентная емкость чрезмерно большая, поэтому задаемся $C_3 = 35 \text{ пФ}$.

Рассчитываем коэффициенты трансформации m_1 и m_2 по формулам (3.47) и (3.48):

$$m_1 = \sqrt{\frac{0,1}{2 \cdot 10,0 \cdot 10^{-3} \cdot 45,5}} = 0,33;$$

$$m_2 = \sqrt{\frac{0,1}{2 \cdot 13,1 \cdot 10^{-3} \cdot 45,5}} = 0,29,$$

$$\rho = \frac{1}{2\pi \cdot 10^8 \cdot 35 \cdot 10^{-12}} = 45,5 \text{ Ом.}$$

Определяем собственную емкость контура C_K по формуле (3.49):
 $C_K = 35 - 20 \cdot 0,33^2 - 13,2 \cdot 0,29^2 = 31,7 \text{ пФ.}$

Рассчитываем коэффициент шума Π_c каскада резонансного усилителя в режиме согласования по формуле (3.44):

$$\begin{aligned} \Pi_{c2} = & 1 + 2 \cdot 0,61 \cdot 10^{-3} \cdot 52 + (52 + 4 \cdot 44,74) \cdot 13,1 \cdot 10^{-3} + \\ & + \frac{0,61 \cdot 10^{-3} + 52 \cdot (8,3 \cdot 10^{-3})^2}{13,1 \cdot 10^{-3}} = 4,41. \end{aligned}$$

Полученные значения коэффициента шума в режиме согласования отмечены точками на рис. 3.5.

Режим оптимального рассогласования. Выражение для минимально возможного значения коэффициента

шума каскада можно получить путем исследования (3.42) на экстремум. С этой целью преобразуем выражение (3.42) к виду

$$\begin{aligned} \mathcal{W} = & 1 + 2Gr_B + 2R_{ш}g_{11} + (r_B + R_{ш})g'_A + \\ & + \frac{G + r_B b_{11}^2 + R_{ш}g_{11}^2}{g'_A}. \end{aligned} \quad (3.58)$$

Обозначив для краткости

$$A = 1 + 2Gr_B + 2R_{ш}g_{11},$$

$$B = r_B + R_{ш};$$

$$C = G + r_B b_{11}^2 + R_{ш}g_{11}^2,$$

перепишем (3.58) в следующем виде:

$$\mathcal{W} = A + Bg'_A + \frac{C}{g'_A}. \quad (3.59)$$

Взяв частную производную $\partial \mathcal{W} / \partial g'_A$ и приравняв ее к нулю, можно найти оптимальную проводимость $g'_{A \text{ опт}}$, при которой обеспечивается минимальное значение коэффициента шума каскада:

$$g'_{A \text{ опт}} = \sqrt{\frac{G + r_B b_{11}^2 + R_{ш}g_{11}^2}{r_B + R_{ш}}}. \quad (3.60)$$

При этом выражение для минимального коэффициента шума каскада можно представить в виде

$$\mathcal{W}_{\text{мин}} = 1 + 2(Gr_B + R_{ш}g_{11}) + 2(r_B + R_{ш})g'_{A \text{ опт}}. \quad (3.61)$$

Коэффициенты трансформации m_1 и m_2 находим из условий минимального значения коэффициента шума и обеспечения заданной полосы пропускания (избирательности) каскада, которые можно записать следующим образом:

$$m_1^2 g_A = m_2^2 g'_{A \text{ опт}}; \quad (3.62)$$

$$m_1^2 \rho g_A + m_2^2 \rho g_{11} = d_3. \quad (3.63)$$

Из совместного решения (3.62) и (3.63) находим:

$$m_2 = \sqrt{\frac{d_3}{\rho(g_A + g_{11})}}; \quad (3.64)$$

$$m_1 = m_2 \sqrt{\frac{g'_{A \text{ опт}}}{g_A}}. \quad (3.65)$$

При выборе эквивалентной емкости контура C_9 руководствуются соображениями, изложенными выше.

Пример 3.3. Рассчитать минимальный коэффициент шума $Ш_{мин}$ каскада резонансного усилителя на биполярном транзисторе типа ГТ313А с общим эмиттером на двух частотах $f_{01}=30$ МГц и $f_{02}=100$ МГц. Каскад должен обеспечить требуемую полосу пропускания, определяемую эквивалентным затуханием контура $d_3=0,1$. Проводимость и емкость источника сигнала соответственно равны: $g_A=10$ мСм и $C_A=20$ пФ. Параметры транзистора ГТ313А приведены в примере 3.1, а значения характеристического сопротивления ρ — в примере 3.2.

Рассчитываем по формуле (3.60) оптимальное значение проводимости источника сигнала:

на частоте 30 МГц

$$g'_{A \text{ опт1}} = \sqrt{\frac{0,61 \cdot 10^{-3} + 52(8 \cdot 10^{-3})^2 + 10,95 \cdot (5,2 \cdot 10^{-3})^2}{10,95 + 52}} =$$

$$= 8,2 \text{ мСм};$$

на частоте 100 МГц

$$g'_{A \text{ опт2}} = \sqrt{\frac{0,61 \cdot 10^{-3} + 52(8,3 \cdot 10^{-3})^2 + 44,74(13,1 \cdot 10^{-3})^2}{44,74 + 52}} =$$

$$= 11,1 \text{ мСм}.$$

Определяем коэффициенты трансформации m_1 и m_2 по формулам (3.64) и (3.65):

на частоте 30 МГц

$$m_2 = \sqrt{\frac{0,1}{53(10 + 5,2) \cdot 10^{-3}}} = 0,35;$$

$$m_1 = 0,35 \sqrt{\frac{8,2 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}}} = 0,32;$$

на частоте 100 МГц

$$m_2 = \sqrt{\frac{0,1}{45,5(10 + 13,1) \cdot 10^{-3}}} = 0,31;$$

$$m_1 = 0,31 \sqrt{\frac{11,1 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}}} = 0,33.$$

Рассчитываем минимальный коэффициент шума $Ш_{мин}$ каскада резонансного усилителя по формуле (3.61):

на частоте 30 МГц

$$Ш_{мин1} = 1 + 2(0,61 \cdot 10^{-3} \cdot 52 + 10,95 \cdot 5,2 \cdot 10^{-3}) +$$

$$+ 2(52 + 10,95)8,2 \cdot 10^{-3} = 2,21;$$

на частоте 100 МГц

$$Ш_{мин2} = 1 + 2(0,61 \cdot 10^{-3} \cdot 52 + 44,74 \cdot 13,1 \cdot 10^{-3}) +$$

$$+ 2(52 + 44,74)11,1 \cdot 10^{-3} = 4,37.$$

Рассчитанные значения коэффициента шума в режиме оптимального рассогласования отмечены точками на рис. 3.5.

Для удобства сравнения режимов согласования и оптимального рассогласования преобразуем выражение (3.60) к виду

$$g'_{A \text{ опт}} = g_{11} \sqrt{1 + \frac{G + r_B (b_{11}^2 - g_{11}^2)}{g_{11}^2 (r_B + R_{ш})}}. \quad (3.66)$$

Из выражения (3.66) видно, что при соответствующих соотношениях между параметрами транзистора, которые зависят от рабочей частоты и режима его работы, подкоренное выражение может принимать значения как больше, так и меньше единицы, но никогда не может быть меньше нуля [см. выражение (3.60)]. Следовательно, оптимальная проводимость источника сигнала $g'_{A \text{ опт}}$ может быть больше или меньше этой проводимости ($g'_{Ac} = g_{11}$) в режиме согласования. В частном случае, когда выполняется условие

$$g_{11}^2 = b_{11}^2 + \frac{G}{r_B},$$

проводимость $g'_{A \text{ опт}} = g'_{Ac}$ и режимы согласования и оптимального рассогласования совпадают между собой.

Практические расчеты, приведенные выше, показывают также, что минимальный коэффициент шума усилителя на биполярных транзисторах незначительно отличаются от коэффициента шума в режиме согласования. Поэтому основным режимом работы таких усилителей следует считать режим согласования, так как режим оптимального рассогласования не дает ощутимого выигрыша в смысле шумовых свойств усилителя.

3.6. ЗАВИСИМОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ ОТ ЧАСТОТЫ

Сильная частотная зависимость характеристических параметров биполярного транзистора g_{11} , b_{11} и Y_{21} , входящих в общее выражение (3.42), обуславливает зависимость от частоты коэффициента шума каскада резонансного усилителя. С целью выяснения общего характера этой зависимости запишем выражение (3.42) для коэффициента шума каскада в следующем виде:

$$Ш = 1 + 2Gr_B + r_B g'_A + \frac{G}{g'_A} + \frac{r_B b_{11}^2}{g'_A} +$$

$$+ \frac{G_1}{g'_A} \frac{(g'_A + g_{11})^2}{|Y_{21}|^2}, \quad (3.67)$$

где

$$G_1 = 20I_{\Theta} \alpha_0 = 20I_K.$$

Параметры биполярного транзистора с общим эмиттером достаточно хорошо аппроксимируются выражениями [18]

$$g_{11} = g_{110} \frac{1 + ax^2}{1 + x^2}; \quad b_{11} = \omega \frac{C_{110}}{1 + x^2}; \quad |Y_{21}|^2 = \frac{g_{210}^2}{1 + x^2}, \quad (3.68)$$

где g_{110} , g_{210} , C_{110} — значения соответствующих параметров транзистора на низкой частоте, т. е. при $\omega \rightarrow 0$; $x = \omega/\omega_S$; ω_S — круговая частота, на которой модуль проводимости прямой передачи $|Y_{21}|$ уменьшается до 0,707 от своего значения на низкой частоте; ω — рабочая частота; $a = (g_{110}r_B)^{-1}$.

Подставляя соотношения (3.68) в (3.67) и обозначая в (3.67) слагаемые, не зависящие от частоты, через \mathcal{W}_0 , после несложных преобразований получаем:

$$\mathcal{W} = \mathcal{W}_0 + \frac{r_B}{g'_A} \left(\frac{C_{110}\omega_S x}{1 + x^2} \right)^2 + \frac{G_1}{g'_A g_{210}^2} \times \\ \times \left(g'_A \sqrt{1 + x^2} + g_{110} \frac{1 + ax^2}{\sqrt{1 + x^2}} \right)^2, \quad (3.69)$$

где

$$\mathcal{W}_0 = 1 + 2Gr_B + r_B g'_A + \frac{G}{g'_A}.$$

Соотношение (3.69) устанавливает зависимость коэффициента шума каскада на биполярном транзисторе с ОЭ от частоты. Эта зависимость в общем виде представляется очень громоздкой. Поэтому целесообразно проанализировать отдельные наиболее вероятные области рабочего диапазона частот усилителей и дать качественную оценку изменения коэффициента шума в широком диапазоне частот.

На сравнительно низких частотах ($x \leq 0,5 - 0,6$) в (3.69) значением x^2 по сравнению с единицей можно пренебречь и записать формулу для коэффициента шу-

ма в виде

$$\mathcal{W}_H = \mathcal{W}_0 + \frac{r_B}{g'_A} (C_{110} \omega_S x)^2 + \frac{G_1}{g'_A g_{210}^2} [g'_A + g_{110} (1 + a x^2)]^2. \quad (3.70)$$

При указанных условиях [как видно из (3.70)] второе слагаемое возрастает пропорционально квадрату частоты, а третье слагаемое — пропорционально ее четвертой степени. Однако удельный вес второго и третьего слагаемого из-за малого значения x небольшой. Поэтому на достаточно низких частотах ($\omega < \omega_S$) коэффициент шума каскада на биполярном транзисторе можно считать практически постоянным.

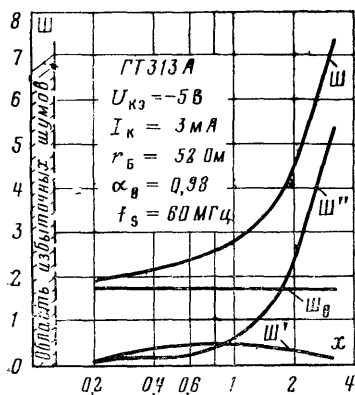


Рис. 3.6. Графики зависимости коэффициента шума каскада на биполярном транзисторе с ОЭ от частоты [\mathcal{W}_0 — первое, \mathcal{W}' — второе, \mathcal{W}'' — третье слагаемое формулы (3.69)].

На очень высоких частотах для данного типа транзистора ($x \geq 2-3$) в (3.69) можно пренебречь единицей по сравнению с x^2 и преобразовать это соотношение к виду

$$\mathcal{W}_B = \mathcal{W}_0 + \frac{r_B}{g'_A} \left(\frac{C_{110} \omega_S}{x} \right)^2 + \frac{G_1 x^2}{g'_A g_{210}^2} \left(g'_A + \frac{1}{r_B} \right)^2. \quad (3.71)$$

Первое частотно-зависимое слагаемое в (3.71) уменьшается обратно пропорционально, а второе возрастает прямо пропорционально квадрату частоты. Однако, как показывает анализ, частотная зависимость коэффициента шума в рассматриваемой области частот практически определяется вторым частотно-зависимым слагаемым, т. е. в этой области коэффициент шума возрастает примерно пропорционально квадрату частоты.

На рис. 3.6 показаны графики зависимости отдельных слагаемых соотношения (3.69), а также общей зависимости коэффициента шума каскада резонансного усилителя от частоты, рассчитанной по формуле (3.69).

Для определенности выбран каскад на биполярном транзисторе типа ГТ313А, низкочастотные значения параметров которого в типовом режиме при токе коллектора $I_K = 3$ мА и напряжении на коллекторе $U_{КЭ} = -5$ В равны [9]:

$$\begin{aligned} g_{110} &= 1,5 \text{ мСм}; & \alpha_0 &= 0,98; \\ g_{210} &= 90 \text{ мСм}; & r_B &= 52 \text{ Ом}; \\ C_{110} &= 47,5 \text{ пФ}; & f_S &= 60 \text{ МГц}. \end{aligned}$$

Проводимость источника сигнала, пересчитанная к входным полюсам транзистора, принята равной $g'_A = 10$ мСм. Из этих графиков зависимости (рис. 3.6) видно, что коэффициент шума каскада на биполярном транзисторе монотонно возрастает практически во всем диапазоне его рабочих частот, причем на сравнительно низких частотах ($\omega < \omega_S$) причинами увеличения коэффициента шума является наличие активной g_{11} и реактивной b_{11} составляющих входной проводимости транзистора Y_{11} .

На достаточно высоких частотах ($\omega > \omega_S$) реактивная составляющая b_{11} входной проводимости транзистора быстро уменьшается и не оказывает практического влияния на коэффициент шума каскада. Увеличение коэффициента шума в этой области частот происходит более быстро и обуславливается возрастанием активной составляющей g_{11} входной проводимости, а также резким уменьшением модуля проводимости прямой передачи $|Y_{21}|$ транзистора с ростом частоты.

Приведенный на рис. 3.6 график зависимости коэффициента шума каскада от частоты подтверждается теоретическими расчетами, проведенными для каскадов с конкретными типами современных высокочастотных транзисторов, а также экспериментальными измерениями. Результаты расчетов зависимости коэффициента шума в режиме согласования Π_c и в режиме оптимального рассогласования Π_{\min} от частоты для каскадов на биполярных транзисторах ГТ311Е, ГТ313А и ГТ330Д приведены в виде графиков на рис. 3.7. На тех же рисунках отмечены значения коэффициентов шума Π_{\min} ,

полученные путем экспериментальных измерений с помощью прибора Х5-5А.

В заключение отметим, что по полученным выше формулам можно также рассчитать зависимость коэффициента шума транзисторного каскада от тока коллектора и напряжения на коллекторе по известным значениям Y -параметров транзистора в исходных рабочих режимах. На рис. 3.8,а приведен расчетный график зависимости

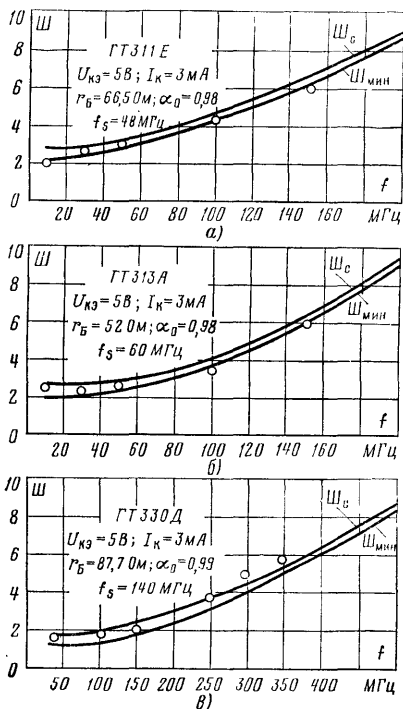


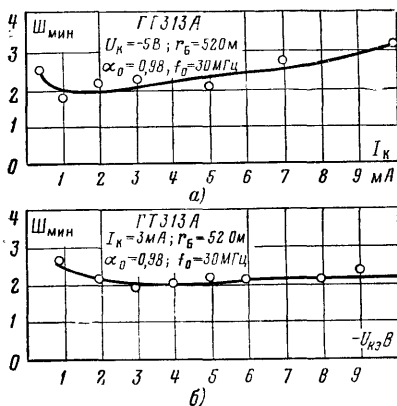
Рис. 3.7. Расчетные и экспериментальные графики зависимости коэффициента шума каскада на биполярном транзисторе с ОЭ от частоты.

а — на транзисторе $n-p-n$ ГТЗ11Е; б — на транзисторе $p-n-p$ ГТЗ13А; в — на транзисторе $n-p-n$ ГТЗ30Д.

минимального значения коэффициента шума $Ш_{мин}$ от тока коллектора при напряжении на коллекторе $U_{кэ} = 5В$ каскада на высокочастотном транзисторе ГТЗ13А для частоты $f_0=30 МГц$. На этом же рисунке кружочками отмечены экспериментальные значения $Ш_{мин}$. Из рисунка видно, что для каскада на биполярном транзисторе существует оптимальное значение коллекторного тока $I_{копт}$, при котором достигается минимум коэффициента шума. Однако этот минимум не имеет резко выраженного характера и не обеспечивает существенного

выигрыша каскада по чувствительности. Так, например, для данного типа транзистора $I_{\text{Копт}} \approx 1$ мА. При возрастании коллекторного тока на порядок коэффициент шума каскада увеличивается примерно на 30%. В то же время уменьшение коллекторного тока приводит к значительному снижению коэффициента усиления каскада по напряжению из-за уменьшения проводимости прямой передачи транзистора. Поэтому работа транзисторного каскада при оптимальном коллекторном токе $I_{\text{Копт}}$ прак-

Рис. 3.8. Графики зависимости коэффициента шума $\mathcal{H}_{\text{мин}}$ каскада на биполярном транзисторе от коллекторного тока (а) и напряжения на коллекторе (б).



тически нецелесообразна. Коллекторный ток необходимо выбирать исходя из требований обеспечения максимального усиления каскада, а уменьшение коэффициента шума обеспечивать путем выбора соответствующего режима согласования на его входе.

Как показывают экспериментальные измерения, коэффициент шума каскада на биполярном транзисторе практически не зависит от напряжения на коллекторе и увеличивается лишь при очень малых значениях этого напряжения (рис. 3.8, б).

3.7. ВЛИЯНИЕ ИНДУКТИВНОСТЕЙ ВЫВОДОВ ТРАНЗИСТОРА НА КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА КАСКАДА

Внешние цепи присоединяются к электродам транзистора через выводы, которые обладают определенной индуктивностью и на достаточно высоких частотах оказывают влияние на параметры и качественные показатели каскадов.

Наибольшее влияние оказывает вывод транзистора, являющийся общим для входа и выхода каскада, так как индуктивность этого вывода представляет собой элемент обратной связи; остальные два вывода транзистора, один из которых подключен к входному, а второй к выходному контурам каскада, могут быть отнесены к этим контурам и учтены при их настройке. В частности, в схеме включения биполярного транзистора с ОЭ элементом обратной связи является индуктивность эмиттерного вывода $L_э$. В диапазоне сверхвысоких частот эта индуктивность оказывает влияние на входную про-

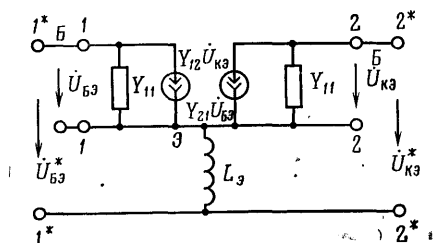


Рис. 3.9. Эквивалентная схема биполярного транзистора с учетом индуктивности эмиттерного вывода.

водимость Y_{11} и проводимость прямой передачи Y_{21} , а следовательно, и на коэффициент шума каскада. Для учета влияния индуктивности эмиттерного вывода $L_э$ на коэффициент шума каскада целесообразно отнести эту индуктивность к транзистору, т. е. определить Y -параметры транзистора с учетом индуктивности эмиттерного вывода $L_э$. Эквивалентная схема транзистора при этом будет иметь вид, изображенный на рис. 3.9. Используя эту схему, нетрудно по известной методике определить Y^* -параметры транзистора на внешних полюсах 1^*-1^* и 2^*-2^* .

В общем случае выражения для Y^* -параметров схемы (рис. 3.9) получаются довольно громоздкими. Однако для современных транзисторов при основном способе их включения (ОЭ) в рабочей области частот практически всегда выполняются неравенства

$$|Y_{22}| \ll |Y_{11}|; |Y_{11}| \ll |Y_{21}|; |\omega L_э Y_{11}| \ll 1, \quad (3.72)$$

поэтому без больших погрешностей Y^* -параметры транзистора с учетом индуктивности общего вывода $L_э$ можно выразить через Y -параметры схемы, изображенной на рис. 2.6, в, следующими приближенными соотноше-

ниями:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11}^* &= \frac{Y_{11}}{1 + j\omega L_{\Sigma} Y_{21}}; & Y_{12}^* &= \frac{Y_{12}}{1 + j\omega L_{\Sigma} Y_{21}}; \\ Y_{21}^* &= \frac{Y_{21}}{1 + j\omega L_{\Sigma} Y_{21}}; & Y_{22}^* &= \frac{Y_{22}}{1 + j\omega L_{\Sigma} Y_{21}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.73)$$

Подставляя соответствующие значения Y^* -параметров из (3.73) в формулы для коэффициента шума вместо фигурирующих в них Y -параметров без учета индуктивности эмиттерного вывода L_{Σ} , можно оценить влияние этой индуктивности на коэффициент шума каскада.

Оценим влияние индуктивности эмиттерного вывода L_{Σ} на коэффициент шума каскада на биполярном транзисторе с ОЭ. При этом будем учитывать, что влияние индуктивности эмиттерного вывода может заметно сказываться лишь на достаточно высоких частотах, на которых в соответствии с анализом, проведенным в § 3.6 (см. рис. 3.6), слагаемое $r_{\text{Б}} b_{11}^2 / g'_{\text{А}}$ в общем выражении (3.42) для коэффициента шума каскада, настроенного в резонанс с несущей частотой сигнала, не дает существенного вклада в его величину и этим слагаемым можно пренебречь. Представим выражение (3.42) в виде

$$Ш = Ш_0 + \frac{R_{\text{ш}}}{g'_{\text{А}}} (g'_{\text{А}} + g_{11})^2, \quad (3.74)$$

где

$$Ш_0 = 1 + 2Gr_{\text{Б}} + r_{\text{Б}} g'_{\text{А}} + G/g'_{\text{А}}.$$

В выражении (3.74) от индуктивности эмиттерного вывода существенно зависят проводимости транзистора g_{11} и Y_{21} . Определяя из (3.73) абсолютные значения этих проводимостей и подставляя их в (3.74), после несложных преобразований получаем выражения для коэффициента шума каскада на биполярном транзисторе с ОЭ с учетом влияния индуктивности эмиттерного вывода:

$$Ш_L = Ш_0 + \frac{R_{\text{ш}}}{g'_{\text{А}}} [g'_{\text{А}} \sqrt{(1 + x_{\Sigma} b_{21})^2 + (x_{\Sigma} g_{21})^2} + g_{11}]^2, \quad (3.75)$$

где

$$x_{\Sigma} = \omega L_{\Sigma}.$$

Из сравнения выражений (3.74) и (3.75) видно, что индуктивность эмиттерного вывода транзистора увеличивает коэффициент шума каскада на величину

$$\Delta \mathcal{H}_L = \mathcal{H}_L - \mathcal{H} = \frac{R_{ш}}{g'_A} \{ [g'_A \sqrt{(1 + x_{э} b_{21})^2 + (x_{э} g_{21})^2} + g_{11}]^2 - (g'_A + g_{11})^2 \}. \quad (3.76)$$

Пример 3.4. Рассчитать абсолютное увеличение коэффициента шума каскада резонансного усилителя на биполярном транзисторе ГТ313А с ОЭ за счет индуктивности эмиттерного вывода на двух частотах $f_{01}=100$ МГц и $f_{02}=200$ МГц. Эквивалентная проводимость источника сигнала $g'_A=20$ мСм. Транзистор ГТ313А для типового режима при токе коллектора $I_K=3$ мА и напряжении на коллекторе $U_{КЭ}=-5$ В имеет следующие параметры:

на частоте 100 МГц
 $g_{11}=13,1$ мСм; $g_{21}=21,0$ мСм; $b_{21}=30,0$ мСм;
 на частоте 200 МГц
 $g_{11}=17,3$ мСм; $g_{21}=8,0$ мСм; $b_{21}=22,0$ мСм.

Индуктивность эмиттерного вывода $L_{э}$ для данного типа транзистора при длине $l_{э}=1$ см можно принять 10^{-8} Гн [18]. Сопротивление $x_{э}$ равно:

на частоте 100 МГц
 $x_{э1} = 2\pi \cdot 10^8 \cdot 10^{-8} = 6,28$ Ом;
 на частоте 200 МГц
 $x_{э2} = 2\pi \cdot 2 \cdot 10^8 \cdot 10^{-8} = 12,56$ Ом.

Рассчитаем сопротивление $R_{ш}$ на этих же частотах по формуле (2.32):

$$R_{ш1} = \frac{20 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{1341 \cdot 10^{-6}} = 44,74 \text{ Ом};$$

$$R_{ш2} = \frac{20 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{548 \cdot 10^{-6}} = 109,49 \text{ Ом}.$$

Определим абсолютное увеличение коэффициента шума $\Delta \mathcal{H}_L$ по формуле (3.76):

на частоте 100 МГц

$$\Delta \mathcal{H}_{L1} = \frac{44,74}{2 \cdot 10^{-2}} \{ [2 \cdot 10^{-2} \sqrt{(1 + 6,28 \cdot 3 \cdot 10^{-2})^2 + (6,28 \cdot 21 \cdot 10^{-2})^2} + 13,1 \cdot 10^{-3}]^2 - (2 \cdot 10^{-2} + 13,1 \cdot 10^{-3})^2 \} = 0,6;$$

на частоте 200 МГц

$$\Delta \mathcal{H}_{L2} = \frac{109,49}{1 \cdot 10^{-2}} \{ [2 \cdot 10^{-2} \sqrt{(1 + 12,56 \cdot 2 \cdot 10^{-2})^2 + (12,56 \cdot 8 \cdot 10^{-2})^2} + 17,3 \cdot 10^{-3}]^2 - (2 \cdot 10^{-2} + 17,3 \cdot 10^{-3})^2 \} = 2,46.$$

Используя выражение (3.76), можно оценить увеличение коэффициента шума каскада транзисторного резонансного усилителя для конкретного режима работы: согласования или оптимального рассогласования. Так, например, в случае обеспечения на входе каскада режима согласования (3.43), который в резонансных усилителях на биполярных транзисторах является основным, выражение (3.76) можно преобразовать к виду

$$\Delta \mathcal{H}_{Lc} = 4R_{ш}g_{11} \left\{ \left[\frac{\sqrt{(1 + x_{э}b_{21})^2 + (x_{э}g_{21})^2} + 1}{2} \right]^2 - 1 \right\}. \quad (3.77)$$

В тех случаях, когда режим согласования производится из условия $g'_A = g^*_{11}$, т. е. проводимость источника сигнала выбирается равной входной проводимости транзистора с учетом индуктивности эмиттерного вывода $L_{э}$, можно добиться несколько меньшего увеличения коэффициента шума по сравнению с (3.77). Абсолютное возрастание коэффициента шума каскада при этом можно определить по приближенной формуле

$$\Delta \mathcal{H}^*_{Lc} \approx 4R_{ш}g_{11} [\sqrt{(1 + x_{э}b_{21})^2 + (x_{э}g_{21})^2} - 1] \leq \Delta \mathcal{H}_{Lc}. \quad (3.78)$$

Пример 3.5. Оценить зависимости увеличения коэффициента шума каскада резонансного усилителя на биполярном транзисторе ГТЗ13А с ОЭ в режиме согласования от частоты. Параметры транзистора для типового режима при токе коллектора $I_K = 3$ мА и напряжении на коллекторе $U_{КЭ} = -5$ В приведены в примерах 3.1 и 3.4.

Индуктивность эмиттерного вывода $L_{э} = 10^{-8}$ Гн.

Определяем по формуле (2.32) сопротивление $R_{ш}$ на частоте 30 МГц:

$$R_{ш} = \frac{20 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{5480 \cdot 10^{-6}} = 10,95 \text{ Ом};$$

на частотах 50, 100 и 200 МГц сопротивление $R_{ш}$ рассчитывается аналогично.

Вычисляем сопротивление $x_{э}$ на частоте 30 МГц по формуле (3.75):

$$x_{э} = 2\pi \cdot 3 \cdot 10^7 \cdot 10^{-8} = 1,88 \text{ Ом};$$

для остальных частот (50, 100 и 200 МГц) сопротивление $x_{э}$ вычисляется аналогично.

Увеличение коэффициента шума определяем для двух режимов согласования (3.77), (3.78), например на частоте 30 МГц:

$$\text{при } g'_A = g_{11}$$

$$\Delta W_{Lc} = 4 \cdot 10,95 \cdot 5,4 \cdot 10^{-3} \times$$

$$\times \left\{ \left[\frac{V(1 + 1,88 \cdot 47 \cdot 10^{-3})^2 + (1,88 \cdot 59 \cdot 10^{-3})^2}{2} + \frac{1}{2} \right]^2 - 1 \right\} = 0,02;$$

$$\text{при } g'_A = g^*_{11}$$

$$\Delta W^*_{Lc} = 4 \cdot 10,95 \cdot 5,4 \cdot 10^{-3} \times$$

$$\times [V(1 + 1,88 \cdot 47 \cdot 10^{-3})^2 + (1,83 \cdot 59 \cdot 10^{-3})^2 - 1] = 0,02.$$

По результатам расчетов ΔW_{Lc} и ΔW^*_{Lc} для частот 30, 50, 100 и 200 МГц построены графики зависимостей ΔW_{Lc} и ΔW^*_{Lc} от частоты, которые представлены на рис. 3.10.

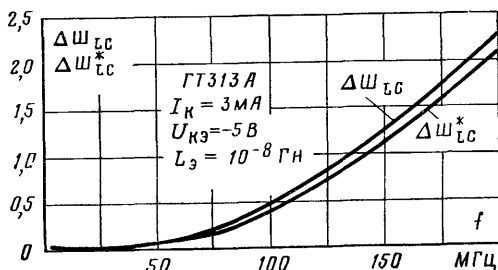


Рис. 3.10. Графики зависимости абсолютного увеличения коэффициента шума каскада на биполярном транзисторе от частоты при различных условиях согласования на входе.

Из приведенных расчетов и графиков зависимости, показанных на рис. 3.10, следует, что на достаточно высоких частотах для данного типа транзистора коэффициент шума каскада за счет индуктивности эмиттерного вывода даже при его длине $l_Э = 1$ см увеличивается примерно на 20—25%. Это обстоятельство должно учитываться при проектировании транзисторных усилителей.

Абсолютное увеличение коэффициента шума зависит также от режима согласования. Если согласование обеспечивается из условия $g'_A = g^*_{11}$, то на очень высоких частотах для данного типа транзистора индуктивность эмиттерного вывода $L_Э$ влияет на коэффициент шума каскада несколько меньше по сравнению с согласованием из условия (3.43).

Анализ проведенных расчетов показывает, что в формулах (3.77) и (3.78) слагаемым $(x_{Э} g_{21})^2$ во многих слу-

чаях можно пренебречь по сравнению с $(1 + x_{\mathcal{E}} b_{21})^2$. Это дает возможность при оценке абсолютного увеличения коэффициента шума каскада на биполярном транзисторе вместо (3.77) и (3.78) использовать упрощенные формулы

$$\Delta III_{Lc} = 4R_{ш} g_{11} x_{\mathcal{E}} b_{21} \left(1 + \frac{x_{\mathcal{E}} b_{21}}{4} \right); \quad (3.79)$$

$$\Delta III^*_{Lc} = 4R_{ш} g_{11} x_{\mathcal{E}} b_{21}. \quad (3.80)$$

Влияние индуктивности общего вывода на коэффициент шума каскада при других способах включения биполярных и полевых транзисторов можно оценить аналогичным образом. Расчетные соотношения для коэффициента шума каскада с общей базой нетрудно получить из общего выражения (3.36), подставив в него вместо Y -параметров транзистора с ОЭ Y_B -параметры транзистора с ОБ. Справедливость этого утверждения вытекает из совпадения эквивалентных шумовых схем транзисторов, полученных в предыдущей главе и представленных на рис. 2.9 и 2.12.

3.8. ВЛИЯНИЕ РАССТРОЙКИ ВХОДНОГО КОНТУРА НА КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

До сих пор при анализе выражений для коэффициента шума резонансных усилителей на биполярных транзисторах с ОЭ предполагалось, что входной контур усилителя настроен на среднюю частоту спектра усиливаемого сигнала. Указанное условие почти всегда имеет место на практике. Минимум коэффициента шума при этом обеспечивался выбором оптимального значения активной составляющей проводимости источника сигнала $g'_{\text{Аопт}}$. Однако, как видно из выражения (3.42) и других, при настройке входного контура на среднюю частоту спектра усиливаемого сигнала не происходит полной компенсации реактивных составляющих коэффициентов пересчета шумовых токов γ_1 и γ_2 (реактивных составляющих проводимостей транзистора), входящих в расчетные формулы, что обусловлено конечным сопротивлением потерь в области базы. Наличие нескомпенсированных реактивных составляющих проводимостей транзистора приводит к увеличению минимального

значения коэффициента шума каскада, что видно из соотношений (3.60) и (3.61).

В связи с этим представляет интерес рассмотреть возможность минимизации коэффициента шума каскада резонансного усилителя на биполярном транзисторе путем одновременного выбора оптимального значения активной проводимости источника сигнала $g'_{A\text{опт}}$ и соответствующей расстройки входного контура.

С учетом принятых ранее допущений преобразуем выражение (3.35) к виду

$$\begin{aligned} III = 1 + \frac{G(1 + r_B g'_A)^2}{g'_A} + r_B g'_A + \frac{R_{ш}}{g'_A} (g'_A + g_{11})^2 + \\ + \frac{r_B(b'_A + b'_K)}{g'_A} + \frac{R_{ш}}{g'_A} (b'_A + b'_K + b_{11})^2. \end{aligned} \quad (3.81)$$

Напомним, что выражение (3.81) справедливо при любом способе включения биполярного транзистора в схему каскада. Следовательно, выводы, полученные ниже, будут являться общими для всех каскадов на биполярных транзисторах.

Оптимальные значения активной составляющей проводимости источника сигнала $g'_{A\text{опт}}$ и реактивной составляющей $(b'_A + b'_K)_{\text{опт}}$, при которых коэффициент шума каскада достигает минимального значения $III^*_{\text{мин}}$, могут быть найдены из решения следующей системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial III}{\partial (b'_A + b'_K)} &= 0; \\ \frac{\partial III}{\partial g'_A} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.82)$$

В результате решения (3.82) находим, что

$$(b'_A + b'_K)_{\text{опт}} = -\eta b_{11}; \quad g'_{A\text{опт}} = \sqrt{\frac{G + R_{ш}g_{11}^2 + Rb_{11}^2}{r_B + R_{ш}}}, \quad (3.83)$$

где

$$\eta = \frac{R_{ш}}{r_B + R_{ш}}; \quad R = \frac{r_B R_{ш}}{r_B + R_{ш}}.$$

Выражение для минимального значения коэффициента шума каскада резонансного усилителя, как и ранее (3.61), можно записать в виде

$$Ш^*_{\min} = 1 + 2(Gr_B + R_{ш}g_{11}) + 2(r_B + R_{ш})g'_{\text{Аопт}}. \quad (3.84)$$

Выражение (3.84) отличается от (3.61) величиной оптимальной проводимости источника сигнала $g'_{\text{Аопт}}$. Так как коэффициент η всегда меньше единицы, то из соотношений (3.83) следует, что для получения минимального коэффициента шума $Ш^*_{\min}$ абсолютное значение реактивной проводимости $(b'_A + b'_K)$ должно быть меньше входной проводимости b_{11} транзистора. Другими словами, входной контур должен быть расстроен относительно средней частоты f_0 спектра усиливаемого сигнала, причем минимальный коэффициент шума $Ш^*_{\min}$ в этом случае всегда меньше соответствующей величины для каскада с настроенным входным контуром, поскольку коэффициент R всегда меньше сопротивления потерь базы r_B . Расчеты и экспериментальная проверка показывают, что минимальный коэффициент шума $Ш^*_{\min}$ каскада с ОЭ уменьшается за счет расстройки входного контура на 10—20%, а каскада с общей базой — в 1,5—2 раза.

Пример 3.6. По исходным данным примера 3.3 рассчитать минимальный коэффициент шума $Ш^*_{\min}$ каскада резонансного усилителя на биполярном транзисторе ГТЗ13А с ОЭ в режиме оптимального рассогласования при расстройке входного контура.

Рассчитываем по формуле (3.83) оптимальное значение проводимости источника сигнала $g'_{\text{Аопт}}$:
на частоте 30 МГц

$$g'_{\text{Аопт1}} = \sqrt{\frac{0,61 \cdot 10^{-3} + 10,95(5,2 \cdot 10^{-3})^2 + 9,04(8 \cdot 10^{-3})^2}{52 + 10,95}} = 4,94 \text{ мСм},$$

где

$$R = \frac{52 \cdot 10,95}{52 + 10,95} = 9,04;$$

на частоте 100 МГц

$$g'_{\text{Аопт2}} = \sqrt{\frac{0,61 \cdot 10^{-3} + 44,74(13,1 \cdot 10^{-3})^2 + 24,05(8,3 \cdot 10^{-3})^2}{52 + 44,74}} = 10,1 \text{ мСм},$$

где

$$R = \frac{52,44,74}{52 + 44,74} = 24,05.$$

Определяем коэффициенты трансформации m_1 и m_2 по формулам (3.64) и (3.65):
на частоте 30 МГц

$$m_2 = \sqrt{\frac{0,1}{53(10 + 5,2) \cdot 10^{-3}}} = 0,34; \quad m_1 = 0,34 \sqrt{\frac{4,94 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}}} = 0,24;$$

на частоте 100 МГц

$$m_2 = \sqrt{\frac{0,1}{45,5(10 + 13,1) \cdot 10^{-3}}} = 0,31;$$

$$m_1 = 0,31 \sqrt{\frac{10,1 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}}} = 0,31.$$

Находим минимальный коэффициент шума $Ш^*_{\text{мин}}$ каскада резонансного усилителя по формуле (3.84):

на частоте 30 МГц

$$Ш^*_{\text{мин}1} = 1 + 2(0,61 \cdot 10^{-3} \cdot 52 + 10,95 \cdot 5,2 \cdot 10^{-3}) + 2(52 + 10,95) \cdot 4,94 \cdot 10^{-3} = 1,8;$$

на частоте 100 МГц

$$Ш^*_{\text{мин}2} = 1 + 2(0,61 \cdot 10^{-3} \cdot 52 + 44,74 \cdot 13,1 \cdot 10^{-3}) + 2(52 + 44,74) \cdot 10,1 \cdot 10^{-3} = 4,19.$$

Для сравнения укажем, что при тех же условиях минимальное значение коэффициента шума аналогичного каскада с настроенным входным контуром (для частоты 100 МГц) $Ш_{\text{мин}} = 4,37$.

Определим теперь расстройку, необходимую для получения минимального коэффициента шума $Ш^*_{\text{мин}}$ каскада с ОЭ. Представим реактивные составляющие проводимостей источника входного сигнала b'_A , собственно контура b'_K и транзистора b_{11} в виде

$$b'_A = \omega C'_A; \quad b'_K = \omega C'_K - \frac{1}{\omega L'_K}, \quad b_{11} = \omega C_{11}, \quad (3.85)$$

при этом предполагается, что все проводимости приведены (пересчитаны) к входным полюсам транзистора.

Условие настройки входного контура (3.83), при котором на средней частоте f_0 спектра сигнала обеспечивается минимальный коэффициент шума $Ш^*_{\text{мин}}$ можно записать следующим образом:

$$\omega_0 C'_A + \omega_0 C'_K + \eta \omega_0 C_{11} - \frac{1}{\omega_0 L'_K} = 0. \quad (3.86)$$

Резонансная частота входного контура схемы с ОЭ удовлетворяет условию

$$\omega C'_A + \omega C'_K + \omega C_{11} - \frac{1}{\omega L'_K} = 0. \quad (3.87)$$

Определив из (3.86) емкость контура C'_K (при настройке контура с помощью конденсатора) и подставив найденное значение в (3.87), найдем частоту настройки $f_{\text{ш}}$ входного контура, при ко-

торой на частоте сигнала f_0 обеспечивается минимум коэффициента шума каскада $Ш_{\text{мин}}^*$ (при условии, что $g'_A = g'_{A\text{опт}}$):

$$f_{\text{ш}} = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_{11}}\right)^2 (1 - \eta)}}, \quad (3.88)$$

где

$$\omega_{11} = \frac{1}{\sqrt{L'_K C_{11}}}.$$

Абсолютная оптимальная расстройка входного контура может быть определена из соотношения

$$\Delta f_{\text{ш}} = f_0 \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_{11}}\right)^2 (1 - \eta)}} \right]. \quad (3.89)$$

3.9. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Чувствительность современных транзисторных радиоприемных устройств определяется, как известно, шумами антенны и собственными шумами первых каскадов, в качестве которых в большинстве случаев служат усилители радиочастоты. Однако на достаточно высоких частотах при небольшом числе каскадов усилителей радиочастоты или их отсутствии возникает необходимость учитывать влияние на чувствительность собственных шумов преобразователя частоты, которые в значительной мере превосходят шумы резонансных усилителей. Учет влияния собственных шумов диодных преобразователей частоты производится по формуле (1.99).

Для получения возможности учитывать собственные шумы преобразователей частоты на биполярных транзисторах при расчетах чувствительности радиоприемного устройства необходимо найти выражение для коэффициента шума транзисторного преобразователя частоты.

Транзисторные преобразователи частоты (ПЧ) в современных радиоприемниках строятся как с совмещенным, так и с отдельным гетеродином. Последние находят наибольшее распространение, так как позволяют обеспечить более высокую стабильность частоты гетеродина и оптимальный режим работы смесителя. Смесительные транзисторы в большинстве случаев включаются по схеме с ОЭ, что позволяет получить сравнительно большой

коэффициент усиления и малую входную проводимость преобразователя частоты. Для уменьшения взаимной связи между цепями гетеродина и смесителя, а также для повышения стабильности работы преобразователя частоты целесообразно напряжение сигнала подавать в цепь базы, и напряжение гетеродина—в цепь эмиттера. Стабилизация режима ПЧ по постоянному току осуществляется такими же способами, как и в усилительных каскадах [9].

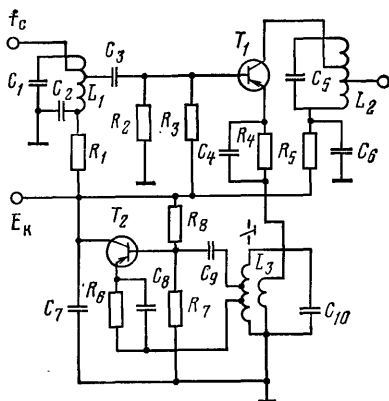


Рис. 3.11. Принципиальная схема преобразователя частоты с отдельным гетеродином.

Принципиальная схема транзисторного ПЧ с ОЭ и отдельным гетеродином изображена на рис. 3.11. В качестве межкаскадной цепи преобразовательного каскада используется колебательный контур, настроенный на номинальную промежуточную частоту f_n . Для обеспечения более высокой избирательности по соседнему каналу и лучшего подавления напряжения с частотой гетеродина в качестве межкаскадных цепей преобразователя частоты могут использоваться, как и в усилителях промежуточной частоты, двухконтурные фильтры, фильтры сосредоточенной селекции и т. п. При проектировании транзисторных преобразователей частоты необходимо учитывать, что нелинейный режим их работы наступает при сравнительно малых напряжениях входного сигнала (примерно 5—7 мВ). С увеличением напряжения гетеродина возрастают постоянные токи базы и коллектора смесительного транзистора, что приводит к изменению его входной и выходной проводимостей. Поэтому стремление увеличить коэффициент усиления преобразователя

частоты путем увеличения напряжения гетеродина может привести к значительному шунтированию и расстройке контуров преобразователя.

Исходными данными для проектирования преобразователя частоты на транзисторе обычно являются: частота преобразуемого сигнала f_c (при работе ПЧ в диапазоне частот задаются крайние $f_{c.\text{мин}}$ и $f_{c.\text{макс}}$ частоты диапазона); преобразованная (промежуточная) частота f_n ; эквивалентное затухание выходного контура $d_{\text{э}}$, полученное из условия обеспечения заданных полосы пропускания и избирательности; собственное затухание выходного контура ПЧ d_k ; параметры g_{11} и C_{11} , представляющие собой входную проводимость и входную емкость следующего каскада в режиме усиления.

Чтобы получить расчетное выражение для коэффициента шума транзисторного преобразователя частоты, требуется сначала выбрать исходный режим транзистора и определить его параметры в режиме преобразования. Для этого в соответствии с выводами из общей теории преобразования частоты необходимо выбрать конкретный тип транзистора и, пользуясь его статической вольт-амперной характеристикой $I_K = \varphi(U_{\text{БЭ}})$, а также зависимостями характеристических проводимостей транзистора от частоты и тока коллектора (см. приложение 1), построить зависимости параметров g_{21} , $C_{21} = b_{21}/\omega_c$, g_{11} , $C_{11} = b_{11}/\omega_c$, g_{22} и $C_{22} = b_{22}/\omega_c$ от напряжения между базой и эмиттером $U_{\text{БЭ}}$ транзистора. Параметры транзистора при этом следует определять на частоте гетеродина f_r . На рис. 3.12 в качестве примера приведены такие графики, построенные для транзистора ГТ311Е на частоте $f = 30$ МГц. Методика их построения состоит в следующем.

По вольт-амперной характеристике $I_K = \varphi(U_{\text{БЭ}})$ (рис. П.2) следует найти значения напряжения $U_{\text{БЭ}}$, соответствующие токам коллектора 1, 3, 5, 10 мА. Используя зависимости проводимостей $Y_{21\text{э}}$ (рис. П.5), $Y_{11\text{э}}$ (рис. П.4), $Y_{22\text{э}}$ (рис. П.6) от тока коллектора и частоты, построить графики $g_{21} = \varphi_1(U_{\text{БЭ}})$, $C_{21} = \varphi_2(U_{\text{БЭ}})$, $g_{11} = \varphi_3(U_{\text{БЭ}})$, $C_{11} = \varphi_4(U_{\text{БЭ}})$, $g_{22} = \varphi_5(U_{\text{БЭ}})$ и $C_{22} = \varphi_6(U_{\text{БЭ}})$ при постоянной частоте гетеродина f_r .

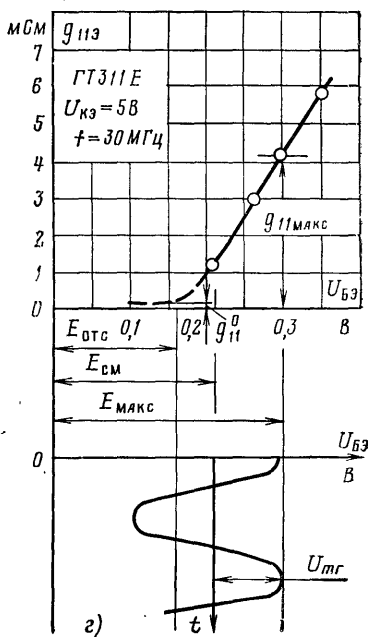
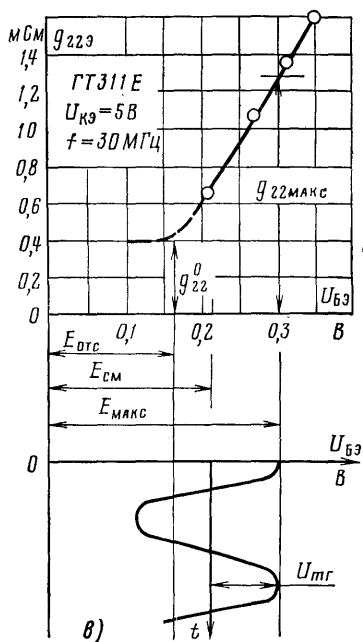
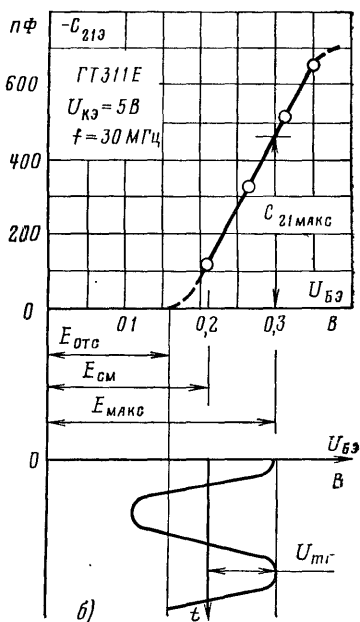
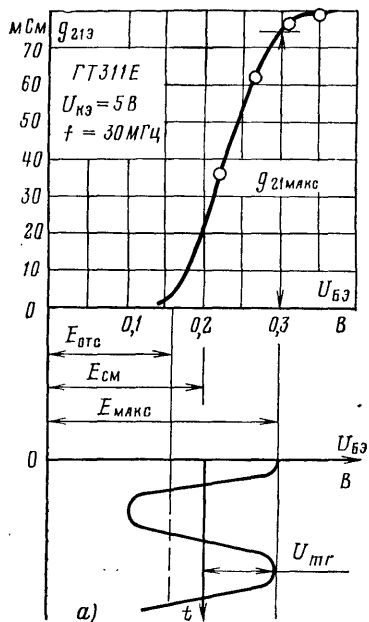
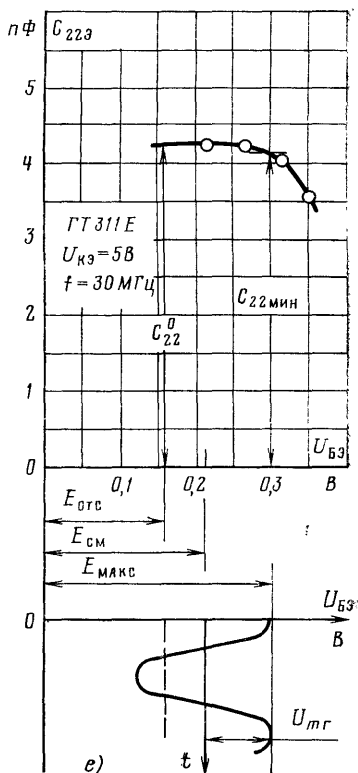
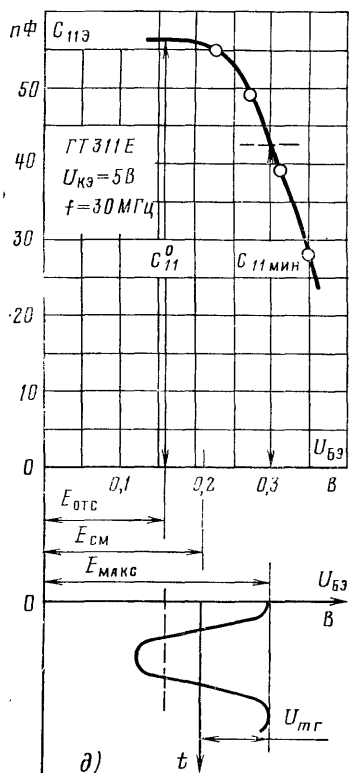


Рис. 3.12. Графики зависимости проводимостей и емкостей транз
 а—проводимость g_{213} ; б—емкость C_{213} ; в—проводимость g_{223} ; г—проводимость

По графику зависимости проводимости g_{21} от напряжения на базе $U_{БЭ}$ (рис. 3.12, а) определить напряжение

отсечки $E_{отс}$ и максимальное напряжение на базе транзистора $E_{макс}$, при котором наступает верхний загиб графика проводимости g_{21} .

Используя данные, полученные из графического построения (рис. 3.12, а), нетрудно получить соотношения для расчета амплитуды напряжения гетеродина $U_{мг}$ и постоянного напряжения смещения на базе $E_{см}$ транзи-



стора ГТ311Е от напряжения $U_{БЭ}$.

$\varepsilon_{11э}$; δ — емкость $C_{11э}$; e — емкость $C_{22э}$.

стора:

$$U_{\text{мг}} = \frac{|E_{\text{макс}}| - |E_{\text{отс}}|}{1 - \cos \theta}; \quad (3.90)$$

$$|E_{\text{см}}| = |E_{\text{макс}}| - U_{\text{мг}}, \quad (3.91)$$

где θ — угол отсечки коллекторного тока.

При преобразовании на первой гармонике напряжения гетеродина оптимальный угол отсечки коллекторного тока $\theta_{1\text{опт}}$ выбирается равным 120° , на второй гармонике $\theta_{2\text{опт}} = 60^\circ$, на третьей гармонике $\theta_{3\text{опт}} = 40^\circ$ и т. д. В общем случае при преобразовании на k -й гармонике частоты гетеродина оптимальный угол отсечки коллекторного тока $\theta_{k\text{опт}}$ можно определить по приближенному соотношению

$$\theta_{k\text{опт}} \approx \frac{120^\circ}{k}, \quad (3.91a)$$

где k — номер гармоника частоты гетеродина, на которой предполагается осуществлять преобразование частоты.

Далее по графикам $g_{21} = \varphi_1(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12, а), $C_{21} = \varphi_2(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12, б), $g_{11} = \varphi_3(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12, г), $C_{11} = \varphi_4(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12, д), $g_{22} = \varphi_5(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12, в) и $C_{22} = \varphi_6(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12, е) определяются параметры $g_{21\text{макс}}$, $C_{21\text{макс}}$, g_{22}^0 , $g_{22\text{макс}}$, g_{11}^0 , $g_{11\text{макс}}$, C_{22}^0 , $C_{22\text{мин}}$, C_{11}^0 и $C_{11\text{мин}}$ при полученных $E_{\text{см}}$, $E_{\text{отс}}$, $E_{\text{макс}}$ и $U_{\text{мг}}$, а затем рассчитываются параметры транзистора в режиме преобразования частоты:

а) модуль полной проводимости прямой передачи (крутизны характеристики)

$$|Y_{21}|_{\text{п}} = \sqrt{g_{21\text{п}}^2 + b_{21\text{п}}^2}, \quad (3.92)$$

где $g_{21\text{п}} = 0,5g_{21\text{макс}}\alpha_k(\theta)$ — активная составляющая проводимости прямой передачи в режиме преобразования; $b_{21\text{п}} = 0,5\omega_0 C_{21\text{макс}}\alpha_k(\theta)$ — реактивная составляющая проводимости прямой передачи в режиме преобразования; $\alpha_k(\theta)$ — k -й коэффициент Берга.

Так, например, при преобразовании на первой гармонике частоты гетеродина $\alpha_1(120^\circ) = 0,54$, на второй $\alpha_2(60^\circ) = 0,28$, на третьей $\alpha_3(40^\circ) = 0,185$ и т. д.

Отметим, что в транзисторных преобразователях частоты практически всегда применяется преобразование

на первой гармонике частоты гетеродина. Преобразование на высших гармониках рекомендуется в исключительных случаях при достаточно высокой преобразуемой частоте, когда затруднено проектирование гетеродина, или в некоторых других специальных случаях;

б) входная проводимость и емкость

$$\left. \begin{aligned} g_{11п} &= g_{11}^0 + (g_{11\text{макс}} - g_{11}^0) \alpha_0(\theta); \\ C_{11п} &= C_{11\text{мин}} + (C_{11}^0 - C_{11\text{мин}}) \alpha_0(\theta), \end{aligned} \right\} \quad (3.93)$$

где $\alpha_0(120^\circ)=0,4$, $\alpha_0(60^\circ)=0,22$, $\alpha_0(40^\circ)=0,2$;

в) выходная проводимость и емкость

$$\left. \begin{aligned} g_{22п} &= g_{22}^0 + (g_{22\text{макс}} - g_{22}^0) \alpha_0(\theta); \\ C_{22п} &= C_{22\text{мин}} + (C_{22}^0 - C_{22\text{мин}}) \alpha_0(\theta). \end{aligned} \right\} \quad (3.94)$$

Поскольку в транзисторном преобразователе частоты действуют те же источники шума, что и в усилительном каскаде на транзисторе, выражение для коэффициента шума преобразователя частоты можно получить путем замены параметров транзистора в режиме усиления на соответствующие параметры его в режиме преобразования в формулах, выведенных ранее для усилительных каскадов.

Учитывая, что в преобразователе частоты на биполярном транзисторе наиболее целесообразным является режим работы при обеспечении согласования по напряжению сигнала, и подставляя в выражение (3.44) соответствующие параметры транзистора в режиме преобразования, получим формулу для расчета коэффициента шума транзисторного преобразователя частоты в этом режиме

$$Ш_{п.ч} = 1 + 3G_{ш.п}r_B + (r_B + 4R_{ш.п})g_{11п} + \frac{G_{ш.п} + r_B b_{11п}^2}{g_{11п}}, \quad (3.95)$$

где

$$R_{ш.п} = \frac{20I_{ср}}{|Y_{21}|^2_{п.к}}; \quad G_{ш.п} = 20 \frac{I_{ср}(1 - \alpha_0)}{\alpha_0};$$

$$\alpha_0 = 0,97 \div 0,99; \quad b_{11п} = \omega_c C_{11п}.$$

Среднее значение коллекторного тока за период изменения напряжения гетеродина $I_{ср}$ с достаточной сте-

ленью точности может быть определено из соотношения

$$I_{\text{ср}} \approx I_{\text{макс}} \alpha_0(\theta),$$

где $I_{\text{макс}}$ — коллекторный ток, определяемый по статической характеристике (см. рис. П.2) при известном $E_{\text{макс}}$ (рис. 3.12,а).

Методика расчета коэффициентов трансформации m_1 и m_2 в преобразователе частоты не отличается от методики расчета аналогичных параметров каскадов резонансных усилителей на транзисторах, приведенной выше. Шумы преобразователя частоты могут возрасти по сравнению со значением, полученным по формуле (3.95), из-за наличия зеркального канала приема. Однако если до преобразователя частоты обеспечить избирательность по зеркальному каналу не менее трех единиц ($\sigma_3 \geq 3$), то шумы, обусловленные этим каналом, становятся пренебрежимо малыми.

Пример 3.7. Рассчитать параметры биполярного транзистора ГТ311Е в режиме преобразования и коэффициент шума преобразователя частоты по следующим исходным данным: частота преобразуемого сигнала $f_c = 30$ МГц; номинальная преобразованная (промежуточная) частота $f_n = 1$ МГц; эквивалентное затухание входного контура $d_a = 0,25$. Потерями в катушке индуктивности можно пренебречь ($d_k = 0$). $\alpha_0 = 0,98$. Проводимость источника сигнала $g_A = 10$ мСм. Преобразование должно осуществляться на первой гармонике частоты гетеродина в оптимальном режиме.

Используя зависимость $g_{21} = \varphi_1(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12,а), находим

$|E_{\text{отс}}| = 0,16$ В, $|E_{\text{макс}}| = 0,3$ В, а затем рассчитываем амплитуду напряжения гетеродина $U_{\text{мг}}$ и постоянное напряжение смещения $E_{\text{см}}$ на базе транзистора по формулам (3.90) и (3.91).

$$U_{\text{мг}} = \frac{0,3 - 0,16}{1 - (-0,5)} = 0,094 \text{ В} = 94 \text{ мВ};$$

$$E_{\text{см}} = 0,3 - 0,094 = 0,206 \text{ В}.$$

По графикам зависимости $g_{21} = \varphi_1(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12,а), $C_{21} = \varphi_2(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12,б), $g_{11} = \varphi_3(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12,г), $g_{22} = \varphi_5(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12,в), $C_{11} = \varphi_4(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12,д), $C_{22} = \varphi_6(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 3.12,е) определяем параметры транзистора преобразовательного каскада:

$$\begin{aligned} g_{21\text{макс}} &= 75 \text{ мСм}; & C_{21\text{макс}} &\approx 450 \text{ пФ}; \\ g_{11\text{макс}} &= 6,5 \text{ мСм}, & g_{11}^0 &= 2 \text{ мСм}; \\ g_{22\text{макс}} &= 0,8 \text{ мСм}; & g_{22}^0 &= 0,05 \text{ мСм}; \\ C_{11}^0 &= 56 \text{ пФ}; & C_{11\text{мин}} &= 44,0 \text{ пФ}; \\ C_{22}^0 &= 4,25 \text{ пФ}; & C_{22\text{мин}} &= 4,12 \text{ пФ}. \end{aligned}$$

Рассчитываем параметры транзистора в режиме преобразования по формулам (3.92)—(3.94):

а) проводимость прямой передачи

$$|Y_{21}|_n = \sqrt{20^2 + (0,76)^2} \approx 20 \text{ мСм},$$

где $g_{21n} = 0,5 \cdot 75 \cdot 10^{-3} \cdot 0,54 = 20 \text{ мСм};$

$$b_{21n} = 0,5 \cdot 6,28 \cdot 10^6 \cdot 450 \cdot 10^{-12} \cdot 0,54 = 0,76 \text{ мСм};$$

б) входные проводимость и емкость

$$g_{11n} = 2 + (6,5 - 2) \cdot 0,4 = 3,8 \text{ мСм};$$

$$C_{11n} = 44 + (56 - 44) \cdot 0,4 = 48,8 \text{ пФ};$$

в) выходные проводимость и емкость

$$g_{22n} = 0,05 + (0,8 - 0,05) \cdot 0,4 = 0,35 \text{ мСм};$$

$$C_{22n} = 4,12 + (4,25 - 4,12) \cdot 0,4 = 4,17 \text{ пФ}.$$

По формуле (3.95) находим коэффициент шума преобразователя частоты:

$$\begin{aligned} \text{Ш}_{п.ч} &= 1 + 2 \cdot 1,96 \cdot 10^{-3} \cdot 66,5 + (66,5 + 4 \cdot 240) 3,8 \cdot 10^{-3} + \\ &+ \frac{1,96 \cdot 10^{-3} + 66,5 \cdot (9,19 \cdot 10^{-3})^2}{3,8 \cdot 10^{-3}} = 7,3, \end{aligned}$$

где

$$I_{ср} = 4,8 \text{ мА}; r_B = 66,5 \text{ Ом},$$

$$G_{шп} = 20 \frac{4,8 \cdot 10^{-3} (1 - 0,98)}{0,98} = 1,96 \text{ мСм};$$

$$R_{шп} = \frac{20 \cdot 4,8 \cdot 10^{-3}}{(20 \cdot 10^{-3})^2} = 240 \text{ Ом};$$

$$b_{11n} = 2\pi \cdot 3 \cdot 10^7 \cdot 48,8 \cdot 10^{-12} = 9,19 \text{ мСм}.$$

На частоте $f_c = 30 \text{ МГц}$ проводимость источника сигнала g_A больше входной проводимости g_{11n} транзистора, поэтому эквивалентную емкость контура рассчитываем по формуле (3.52), полагая $m_2 = 1$:

$$C_{э.р} = \frac{3,8 \cdot 10^{-3}}{\pi \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 0,1} = 403 \text{ пФ}.$$

Так как рассчитанная эквивалентная емкость $C_{э.р}$ чрезмерно большая, руководствуясь рекомендациями, приведенными в § 3.5, задаемся приемлемым значением эквивалентной емкости $C_э = 100 \text{ пФ}$.

Определяем коэффициенты трансформации m_1 и m_2 по формулам (3.47) и (3.48):

$$m_1 = \sqrt{\frac{0,1}{2,53 \cdot 10^{-3}}} = 0,3; \quad m_2 = \sqrt{\frac{0,1}{2,53 \cdot 3,8 \cdot 10^{-3}}} = 0,5;$$

где

$$\varphi = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 53 \text{ Ом}.$$

3.10. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Как уже отмечалось, выражение (3.35) является общим и справедливо для всех каскадов резонансных усилителей на транзисторах и электронных лампах.

Расчетные соотношения для коэффициента шума каскада на полевом транзисторе легко получить путем подстановки в (3.35) соотношений для шумовых параметров полевого транзистора, приведенных в гл. 2. Принимая в качестве основной схему включения полевого транзистора с общим истоком и подставляя в (3.35) соотношения (2.43) и (2.44), получим выражение для коэффициента шума каскада на полевом транзисторе:

$$Ш = 1 + \frac{g'_k}{g'_A} + \frac{t_{3g_{11}}}{g'_A} + \frac{R_{ш}}{g'_A} |Y'_A + Y'_k + Y_{11}|^2, \quad (3.96)$$

где

$$R_{ш} = \frac{t_{CG_{21}}}{|Y_{21}|^2}.$$

При настройке входного контура каскада на среднюю частоту f_0 спектра усиливаемого сигнала выражение (3.96) принимает вид:

$$Ш = 1 + \frac{g'_k}{g'_A} + \frac{t_{3g_{11}}}{g'_A} + \frac{R_{ш}}{g'_A} (g'_A + g'_k + g_{11})^2. \quad (3.97)$$

В каскадах на полевых транзисторах, как и в каскадах на биполярных транзисторах, целесообразно использовать один из двух режимов работы: согласования или оптимального рассогласования.

В режиме согласования должно выполняться условие

$$g'_A = g'_k + g_{11}; \quad (3.98)$$

при этом выражение для коэффициента шума каскада с общим истоком преобразуется к виду

$$Ш_c = 1 + \frac{g'_k + t_{3g_{11}}}{g'_k + g_{11}} + 4R_{ш} (g'_k + g_{11}). \quad (3.99)$$

Учитывая, что на достаточно высоких частотах для полевых транзисторов в отдельных случаях может выполняться условие

$$g'_k \ll g_{11}, \quad (3.100)$$

получим:

$$Ш_c \approx 1 + t_3 + 4R_{ш}g_{11}, \quad (3.101)$$

где

$$t_3 \leq 1,3.$$

При выборе коэффициентов трансформации m_1 и m_2 во входном контуре каскадов на полевых транзисторах можно руководствоваться соображениями, изложенными в § 3.5 для каскадов на биполярных транзисторах.

Пример 3.8. Рассчитать коэффициент шума $Ш_c$ каскада резонансного усилителя на полевом транзисторе типа КП301 с общим истоком в режиме согласования на двух частотах $f_{c1}=30$ МГц и $f_{c2}=100$ МГц. Каскад должен обеспечить требуемую полосу пропускания, определяемую эквивалентным затуханием контура $d_3=0,1$. Проводимость и емкость источника сигнала соответственно равны: $g_A=5$ мСм и $C_A=10$ пФ. Потери в контуре можно пренебречь ($d_k=0$); $t_3=1,2$; $t_c=1$. Транзистор КП301 в типовом режиме при токе стока $I_C=5$ мА и напряжении на стоке $U_{СИ}=15$ В имеет следующие параметры:

на частоте 30 МГц

$$g_{11}=0,025 \text{ мСм}; g_{21}=0,8 \text{ мСм}; |Y_{21}|=0,805 \text{ мСм}; b_{11}=0,2 \text{ мСм}; g_{22}=0,12 \text{ мСм}; b_{22}=0,5 \text{ мСм};$$

на частоте 100 МГц

$$g_{11}=0,05 \text{ мСм}; g_{21}=0,8 \text{ мСм}; |Y_{21}|=0,806 \text{ мСм}; b_{11}=0,7 \text{ мСм}; g_{22}=0,15 \text{ мСм}; b_{22}=1,2 \text{ мСм}.$$

На частотах 30 и 100 МГц проводимость источника сигнала g_A значительно больше входной проводимости g_{11} транзистора, поэтому эквивалентную емкость контура рассчитываем по формуле (3.52), полагая $m_2=1$:

на частоте 30 МГц

$$C_{э.р} = \frac{0,025 \cdot 10^{-3}}{\pi \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 0,1} = 2,6 \text{ пФ};$$

на частоте 100 МГц

$$C_{э.р} = \frac{0,05 \cdot 10^{-3}}{\pi \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 0,1} = 1,59 \text{ пФ}.$$

Так как в обоих случаях рассчитанная емкость $C_{э.р}$ получилась весьма малой, то, руководствуясь рекомендациями, приведенными в § 3.5, задаемся приемлемыми значениями эквивалентной емкости $C_{э.мин}=20$ пФ для частоты 30 МГц и $C_{э.мин}=10$ пФ для частоты 100 МГц.

Определяем по формуле (3.47) коэффициент трансформации m_1 , полагая $m_2=1$:

на частоте 30 МГц

$$m_1 = \sqrt{\frac{0,1}{2 \cdot 265 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}} = 0,2,$$

где

$$\rho = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 265 \text{ Ом};$$

на частоте 100 МГц

$$m_1 = \sqrt{\frac{0,1}{2 \cdot 5,0 \cdot 10^{-3} \cdot 159,2}} = 0,25,$$

где

$$\rho = \frac{1}{2\pi \cdot 10^8 \cdot 10 \cdot 10^{-12}} = 159,2 \text{ Ом}.$$

Для обеспечения заданной полосы пропускания находим проводимость резистора шунта $g_{ш}$ по формуле (3.56):

на частоте 30 МГц

$$g_{ш} = \frac{0,1}{2 \cdot 265} - 0,025 \cdot 10^{-3} = 0,16 \text{ мСм};$$

на частоте 100 МГц

$$g_{ш} = \frac{0,1}{2 \cdot 159,2} - 0,05 \cdot 10^{-3} = 0,26 \text{ мСм}.$$

Рассчитываем коэффициент шума $Ш_c$ каскада резонансного усилителя на транзисторе КП301 по формуле (3.101):

на частоте 30 МГц

$$Ш_c = 1 + 1,2 + 4 \cdot 1,23 \cdot 10^3 \cdot 0,025 \cdot 10^{-3} = 2,32;$$

$$R_{ш} = \frac{1 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3}}{(0,805 \cdot 10^{-3})^2} = 1,23 \text{ кОм};$$

на частоте 100 МГц

$$Ш_c = 1 + 1,2 + 4 \cdot 1,23 \cdot 10^3 \cdot 0,05 \cdot 10^{-3} = 2,45;$$

$$R_{ш} = 1,23 \text{ кОм}.$$

Минимальный коэффициент шума каскада получается в режиме оптимального рассогласования при $g'_A = g'_{A_{\text{опт}}}$. Оптимальная проводимость $g'_{A_{\text{опт}}}$ находится тем же методом, что и для каскадов на биполярных транзисторах, и определяется выражением

$$g'_{A_{\text{опт}}} = (g'_k + g_{11}) \sqrt{1 + \frac{g'_k + t_{3g_{11}}}{R_{ш}(g'_k + g_{11})^2}}. \quad (3.102)$$

Так как $(g'_k + g_{11})$ представляет собой проводимость источника сигнала в режиме согласования g'_{Ac} , то из (3.102) следует, что коэффициент шума каскада достигает минимального значения $Ш_{\text{мин}}$ при более сильной связи входного контура с источником сигнала по сравнению с режимом согласования (3.98). Выражение для

минимального коэффициента шума $\mathcal{H}_{\text{мин}}$ каскада при этом можно записать в виде

$$\mathcal{H}_{\text{мин}} = 1 + 2R_{\text{ш}}(g'_{\text{к}} + g_{11} + g'_{\text{Аопт}}). \quad (3.103)$$

В тех случаях, когда выполняется неравенство (3.100), выражения (3.102) и (3.103) упрощаются и принимают вид:

$$g'_{\text{Аопт}} = \sqrt{g_{11}^2 + \frac{t_3 g_{11}}{R_{\text{ш}}}}; \quad (3.104)$$

$$\mathcal{H}_{\text{мин}} = 1 + 2R_{\text{ш}}(g_{11} + g'_{\text{Аопт}}). \quad (3.105)$$

Пример 3.9. По исходным данным примера 3.8 рассчитать минимальный коэффициент шума $\mathcal{H}_{\text{мин}}$ каскада резонансного усилителя на полевом транзисторе типа КП301 с общим истоком в режиме оптимального рассогласования.

По формуле (3.104) определяем оптимальное значение проводимости источника сигнала $g'_{\text{Аопт}}$:
на частоте 30 МГц

$$g'_{\text{Аопт}} = \sqrt{(0,025 \cdot 10^{-3})^2 + \frac{1,2 \cdot 0,025 \cdot 10^{-3}}{1,23 \cdot 10^3}} = 0,16 \text{ мСм.}$$

на частоте 100 МГц

$$g'_{\text{Аопт}} = \sqrt{(0,05 \cdot 10^{-3})^2 + \frac{1,2 \cdot 0,05 \cdot 10^{-3}}{1,23 \cdot 10^3}} = 0,23 \text{ мСм.}$$

Находим коэффициенты трансформации m_1 и m_2 по формулам (3.64) и (3.65):

на частоте 30 МГц

$$m_2 = \sqrt{\frac{0,1}{265(0,025 + 5,0) \cdot 10^{-3}}} = 0,27;$$

$$m_1 = 0,27 \sqrt{\frac{0,16 \cdot 10^{-3}}{5,0 \cdot 10^{-3}}} = 0,05;$$

на частоте 100 МГц

$$m_2 = \sqrt{\frac{0,1}{159,2 \cdot (0,05 + 5,0) \cdot 10^{-3}}} = 0,35;$$

$$m_1 = 0,35 \sqrt{\frac{0,23 \cdot 10^{-3}}{5,0 \cdot 10^{-3}}} = 0,08.$$

Рассчитываем минимальный коэффициент шума $\mathcal{H}_{\text{мин}}$ каскада резонансного усилителя на полевом транзисторе КП301 по формуле (3.105):

на частоте 30 МГц

$$\mathcal{H}_{\text{мин}} = 1 + 2 \cdot 1,23 \cdot 10^3 (0,025 \cdot 10^{-3} + 0,16 \cdot 10^{-3}) = 1,46;$$

на частоте 100 МГц

$$\mathcal{H}_{\text{мин}} = 1 + 2 \cdot 1,23 \cdot 10^3 (0,05 \cdot 10^{-3} + 0,23 \cdot 10^{-3}) = 1,69.$$

Нетрудно показать, что выражение (3.96), полученное для каскада с общим истоком, в общем случае справедливо также для каскада с общим затвором. В этом легко убедиться, если в выражение (3.35) подставить значения шумовых параметров из соотношений (2.43) и (2.45) и поменять Y -параметры транзистора с общим истоком на V_3^6 -параметры с общим затвором, а также учесть соотношение (3.83).

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

Шумовые параметры усилителей на двухполюсниках с отрицательным сопротивлением

4.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА УСИЛИТЕЛЕЙ НА ДВУХПОЛЮСНИКАХ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

С ростом частоты усиливаемых сигналов усилительные и шумовые свойства каскадов на транзисторах, как и на электронных лампах, ухудшаются вследствие уменьшения проводимости прямой передачи Y_{21} , а также увеличения входной Y_{11} и выходной Y_{22} проводимостей. Поэтому в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) для усиления слабых сигналов в последнее время начали

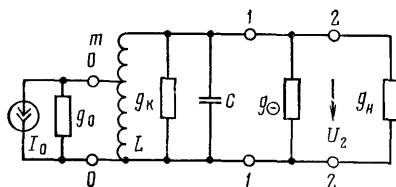


Рис. 4.1. Эквивалентная схема усилителя на ДООС проходного типа.

применяться новые типы мал шумящих усилителей, которые можно рассматривать как усилители на двухполюсниках с отрицательным сопротивлением (ДООС). Среди таких усилителей наибольшее распространение получили полупроводниковые параметрические усилители (ППУ), усилители на туннельных диодах (УТД) и квантовые парамагнитные усилители (КПУ).

Принцип усиления в усилителях на ДООС основан на способности отрицательного сопротивления (отрицательной проводимости) отдавать электрическую мощность во внешнюю нагрузку.

Отвлекаясь пока от возможных способов практической реализации двухполюсников с отрицательным сопротивлением, рассмотрим некоторые особенности каскадов на ДОС. На рис. 4.1 изображена эквивалентная схема простейшего усилителя на ДОС проходного типа. Она состоит из резонатора (колебательного контура L, C, g_k), источника входного сигнала I_0 с внутренней проводимостью g_0 , нагрузки g_H и двухполюсника с отрицательной проводимостью g_{\ominus} .

При обеспечении на входе усилителя режима согласования источник отдает в схему номинальную мощность

$$P_0 = \frac{I_0^2}{4g_0}. \quad (4.1)$$

Если система настроена в резонанс с частотой сигнала, то мощность, поступающая в нагрузку, равна:

$$P_H = \frac{I_0^2 g_H m^2}{(g_0 m^2 + g_k - |g_{\ominus}| + g_H)^2}, \quad (4.2)$$

где $|g_{\ominus}|$ — модуль отрицательной проводимости двухполюсника. Выражение для коэффициента передачи каскада по мощности на резонансной частоте при этом имеет вид:

$$K_{P0} = \frac{P_H}{P_0} = \frac{4g_0 g_H m^2}{(g_0 m^2 + g_k - |g_{\ominus}| + g_H)^2}. \quad (4.3)$$

Из выражения (4.3) следует, что при соответствующих соотношениях между проводимостями схемы знаменатель этого выражения может быть сколь угодно малым. Таким образом, в схеме на рис. 4.1 можно получить коэффициент усиления по мощности, значительно превышающей единицу.

Полоса пропускания каскада по напряжению на уровне 3 дБ выражается формулой

$$\Pi = \frac{g_0 m^2 + g_k - |g_{\ominus}| + g_H}{2\pi C}, \quad (4.4)$$

где C — эквивалентная (полная) емкость схемы.

Пример 4.1. Рассчитать коэффициент передачи на резонансной частоте K_{P0} и полосу пропускания усилителя проходного типа на двухполюснике с отрицательным сопротивлением по следующим исходным данным: проводимость источника сигнала $g_0 = 2$ мСм,

проводимость нагрузки $g_n = 2$ мСм, проводимость контура $g_k = 0,02$ мСм, модуль отрицательной проводимости $g_{\ominus} = 2,4$ мСм, коэффициент трансформации $m = 0,6$, эквивалентная емкость схемы $C = 4,5$ пФ.

По формуле (4.3) определяем коэффициент передачи K_{P0} на резонансной частоте:

$$K_{P0} = \frac{4 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,6^2}{(2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,6^2 + 0,02 \cdot 10^{-3} - 2,4 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3})^2} = 49,8.$$

Рассчитываем полосу пропускания усилителя на ДОС по формуле (4.4):

$$\Pi = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,6^2 + 0,02 \cdot 10^{-3} - 2,4 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 4,5 \cdot 10^{-12}} = 25,2 \text{ МГц.}$$

Простейший усилитель на ДОС проходного типа применяется крайне редко из-за присущих ему недостатков. Основные недостатки заключаются в том, что усиленная полезная мощность делится между нагрузкой и источни-

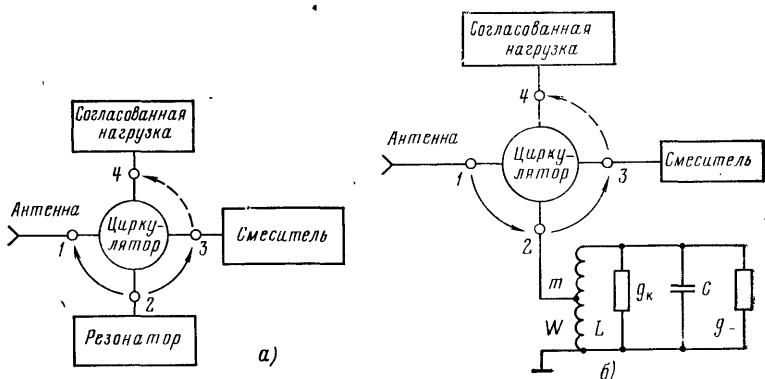


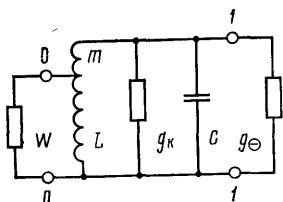
Рис. 4.2. Схемы усилителя на ДОС с циркулятором.

а — функциональная; б — эквивалентная.

ком входного сигнала, а также происходит усиление собственных шумов проводимости нагрузки. Вследствие этого наибольшее практическое применение нашли усилители на ДОС с циркуляторами отражательного типа. Функциональная схема его (рис. 4.2,а) включает в себя резонатор, в который тем или иным способом вносится отрицательное затухание, компенсирующее потери энергии в резонаторе. Сигнал от источника (антенны) через циркулятор поступает в резонатор, где происходит его

усиление. Усиленный сигнал из резонатора через циркулятор поступает на вход радиоприемника, например на вход преобразователя частоты. Таким образом, в рассматриваемом усилителе вход и выход совмещены. Разделение прямого и усиленного (отраженного от резонатора) сигналов осуществляется с помощью циркулятора, который пропускает сигнал только в следующих направлениях: антенна — резонатор, резонатор — приемник. При отражении части энергии сигнала от приемника она поступает в согласованную нагрузку, где и поглощается.

Рис. 4.3. Эквивалентная схема параметрического усилителя отражательного типа.



Следовательно, использование циркулятора позволяет устранить все недостатки, присущие усилителю проходного типа. Эквивалентная схема усилителя изображена на рис. 4.2,б.

При незначительных потерях сигнала в циркуляторе коэффициент усиления рассматриваемого усилителя определяется отношением мощности волны $P_{отр}$, отраженной от резонатора, к мощности падающей волны $P_{пад}$, т. е.

$$K_p = \frac{P_{отр}}{P_{пад}} = |\Gamma|^2 = \left| \frac{W - Y_3}{W + Y_3} \right|^2, \quad (4.5)$$

где $|\Gamma|^2$ — квадрат модуля коэффициента отражения; W — волновая проводимость линии (циркулятора); Y_3 — входная проводимость резонатора.

Представляя усилитель в виде эквивалентной схемы на рис. 4.3, запишем проводимость эквивалентного контура так:

$$Y_3 = g_k + g_\Theta + j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) = g_k - |g_\Theta| + j \omega_0 C \alpha, \quad (4.6)$$

где $\alpha = \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \approx \frac{2\Delta f}{f_0}$ — относительная расстройка контура (резонатора).

Подставляя (4.6) в (4.5), получаем выражение для коэффициента передачи усилителя по мощности:

$$K_P = \frac{(Wm^2 - g_k + |g_{\ominus}|)^2 + (\omega_0 C\alpha)^2}{(Wm^2 + g_k - |g_{\ominus}|)^2 + (\omega_0 C\alpha)^2}. \quad (4.7)$$

На резонансной частоте ($\alpha=0$) выражение (4.7) принимает вид:

$$K_{P0} = \frac{(Wm^2 - g_k + |g_{\ominus}|)^2}{g_3^2}, \quad (4.8)$$

где $g_3 = Wm^2 + g_k - |g_{\ominus}|$ — эквивалентная активная проводимость.

С учетом (4.8) преобразуем (4.7) к виду

$$K_P = \frac{K_{P0} + \varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2}, \quad (4.9)$$

где $\varepsilon = Q_3\alpha$ — обобщенная расстройка; Q_3 — эквивалентная добротность резонатора.

Полагая в (4.9) $K_P = 0,5K_{P0}$ при $\varepsilon = \varepsilon_{\Pi} = Q_3\Pi/f_0$, получим выражение для полосы пропускания усилителя, отсчитанной на уровне $0,5K_{P0}$ по мощности

$$\Pi = \frac{f_0}{Q_3} \sqrt{\frac{K_{P0}}{K_{P0} - 2}}. \quad (4.10)$$

Так как в усилителях всегда должно выполняться условие

$$K_{P0} \gg 1,$$

то

$$\Pi \approx \frac{f_0}{Q_3} = f_0 d_3. \quad (4.11)$$

Следовательно, выражение для полосы пропускания усилителя на ДОС с циркулятором практически совпадает с выражением для полосы пропускания каскада одноконтурного резонансного усилителя на транзисторе или на электронной лампе.

Пример 4.2. Рассчитать коэффициент передачи на резонансной частоте K_{P0} и полосу пропускания Π усилителя отражательного типа на двухполюснике с отрицательным сопротивлением, если известны: частота настройки усилителя $f_0 = 2,6$ ГГц, эквивалентная добротность резонатора $Q_3 = 25$, волновая проводимость коаксиальной линии $W = 14$ мСм, модуль отрицательной проводимости $|g_{\ominus}| = 1,15$ мСм, проводимость контура $g_k = 0,7$ мСм, коэффициент трансформации $m = 0,2$.

Находим по формуле (4.8) коэффициент передачи на резонансной частоте:

$$K_{P0} = \frac{(14 \cdot 10^{-3} \cdot 0,2^2 - 0,7 \cdot 10^{-3} + 1,15 \cdot 10^{-3})^2}{(14 \cdot 10^{-3} \cdot 0,2^2 + 0,7 \cdot 10^{-3} - 1,15 \cdot 10^{-3})^2} = 84,3.$$

Определяем полосу пропускания усилителя на ДОС по формуле (4.11):

$$\Pi \approx \frac{2,6 \cdot 10^9}{25} = 104 \text{ МГц.}$$

Для расчета шумовых характеристик усилителя на ДОС рассмотрим в общем виде источники внутренних шумов усилителя и построим его эквивалентную шумовую схему. Очевидно, одним из источников собственных шумов усилителя на ДОС являются тепловые шумы, возникающие вследствие потерь энергии в резонаторе (контуре). Эти шумы в соответствии с выражением (1.20) могут быть представлены генератором шумового тока

$$I_{\text{ш.к}}^2 = 4kT_{\text{к}}g_{\text{к}}\Pi, \quad (4.12)$$

где $T_{\text{к}}$ — абсолютная температура; $g_{\text{к}}$ — проводимость потерь резонатора.

Вторым источником шумов являются шумы двухполюсника с отрицательным сопротивлением. Природа этих шумов может быть как теплового, так и не теплового происхождения, в зависимости от способа практической реализации отрицательного сопротивления (проводимости). В различных типах усилителей на ДОС эти шумы будут различны и поэтому причины их возникновения, а также форму представления необходимо рассматривать для каждого конкретного типа усилителя в отдельности. Здесь же формально представим собственные шумы ДОС в виде тепловых, возникающих в проводимости G при температуре T , т. е.

$$I_{\text{ш}}^2 = 4kTG\Pi. \quad (4.13)$$

Наконец, в общем случае необходимо учитывать также тепловые шумы циркулятора (проводящей линии), которые можно представить в виде

$$I_{\text{ш0}}^2 = 4kT_0 W m^2 \Pi, \quad (4.14)$$

где $W m^2$ — волновая проводимость циркулятора, пересчитанная на резонатор.

Представляя источники собственных шумов усилителя на ДОС в виде генераторов шумовых токов с нешумящими внутренними проводимостями, получаем эквивалентную шумовую схему усилителя, изображенную на рис. 4.4.

Таким образом, для определения основных качественных показателей усилителей на ДОС необходимо уметь

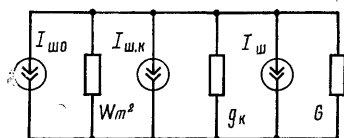


Рис. 4.4. Эквивалентная шумовая схема параметрического усилителя с циркулятором.

рассчитать отрицательное сопротивление (проводимость), вносимое в резонатор, источники собственных шумов ДОС, а также сопротивление потерь в резонаторах и циркуляторе. Эти параметры можно получить из анализа работы конкретных типов усилителей на ДОС.

4.2. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ О ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЯХ

Принцип действия параметрических усилителей основан на преобразовании энергии колебаний местного генератора, который называют генератором «накачки», в энергию принимаемого сигнала. Это преобразование осуществляется с помощью реактивных элементов: емкостей или индуктивностей.

В параметрических усилителях СВЧ наибольшее практическое распространение получили управляемые емкости, в качестве которых используют закрытый $p-n$ переход полупроводникового диода. Управляемые индуктивности используются реже, так как при этом обычно требуется достаточно мощный генератор «накачки», а также постоянное магнитное поле, что ограничивает возможности применения управляемых индуктивностей. Теоретически оба вида усилителей оказываются эквивалентными. Поэтому в дальнейшем рассматривается параметрический усилитель с управляемой емкостью (полупроводниковый параметрический усилитель — ППУ).

На рис. 4.5 изображена принципиальная схема наиболее распространенного двухконтурного ППУ с циркулятором, включающая в себя две резонансные системы, настроенные соответственно на частоту ω_c подводимого

сигнала и так называемую «холостую» (комбинационную) частоту ω_x . Кроме того, в схему усилителя входят полупроводниковый параметрический диод D , источник постоянного напряжения смещения $E_{см}$, зашунтированный блокировочным конденсатором C_b , генератор «накачки» I_H , g_H и резонансная система, настроенная на частоту «накачки» ω_H , а также циркулятор \mathcal{C} .

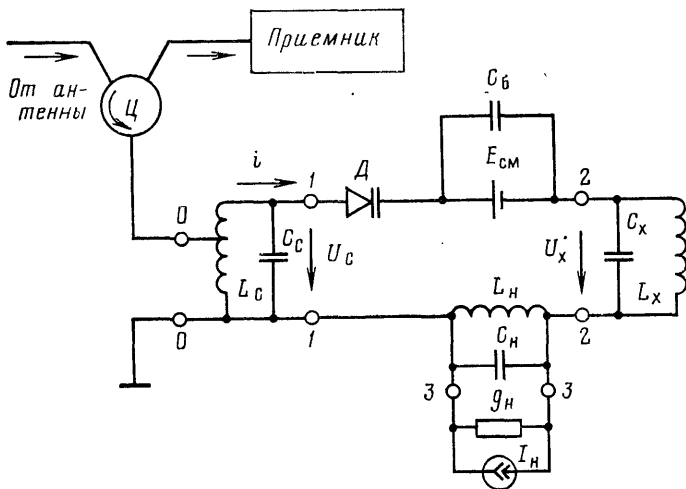


Рис. 4.5. Принципиальная схема двухконтурного полупроводникового параметрического усилителя с циркулятором.

В зависимости от диапазона рабочих частот резонансные системы могут быть выполнены в виде объемных или полосковых резонаторов, отрезков длинных линий или контуров с сосредоточенными параметрами.

Если полезный сигнал снимается с «холостого» резонатора, то каскад может использоваться в качестве полупроводникового параметрического преобразователя частоты регенеративного или нерегенеративного типа. В некоторых случаях частота «холостого» резонатора ω_x выбирается близкой к частоте сигнала ω_c . При этом вместо двух резонаторов, настроенных на частоты ω_c и ω_x , может использоваться один. Такие усилители называются одноконтурными или «вырожденными».

Таким образом, двухконтурный ППУ является наиболее общим; все соотношения для качественных пока-

зателей такого усилителя при соответствующих условиях будут справедливы для одноконтурных параметрических усилителей и преобразователей частоты.

В диапазоне СВЧ полупроводниковый параметрический диод может быть представлен в виде эквивалентной схемы замещения, изображенной на рис. 4.6, а. Для современных типов полупроводниковых параметрических диодов в рабочем режиме характерны следующие значения параметров эквивалентной схемы: $g=10^{-6}-10^{-7}$ См, $C=0,2-0,6$ пФ, $r_{\pi}=1-5$ Ом, $L=(0,5-1) \cdot 10^{-9}$ Гн, $C_{\pi} \approx \approx 0,2$ пФ.

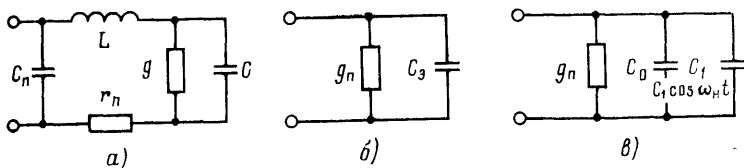


Рис. 4.6. Эквивалентная схема параметрического диода.

а — полная; б, в — упрощенные; g — дифференциальная активная проводимость n - p перехода; C — емкость p - n перехода; r_{π} — сопротивление потерь диода; L — индуктивность вводов; C_{π} — емкость патрона.

При проектировании ППУ принимают специальные меры для ослабления влияния емкости патрона C_{π} путем компенсации ее соответствующей настройкой резонаторов, поэтому при расчетах параметров ППУ емкостью патрона обычно пренебрегают.

Для практического анализа удобнее эквивалентную схему диода, изображенную на рис. 4.6, а, преобразовать к виду, представленному на рис. 4.6, б. В этом случае активная проводимость потерь g_{π} и емкость C_3 схемы (рис. 4.6, б) выражаются через параметры схемы (рис. 4.6, а) следующими соотношениями (при $C_{\pi}=0$):

$$g_{\pi} = \frac{g^2 r_{\pi} - \omega^2 L C g + g + \omega^2 C (r_{\pi} C + g L)}{(1 + g r_{\pi} - \omega^2 L C)^2 + \omega^2 (r_{\pi} C + g L)^2}; \quad (4.15)$$

$$C_3 = \frac{(1 - \omega^2 L C + r_{\pi} g) C - g (r_{\pi} C + g L)}{(1 + g r_{\pi} - \omega^2 L C)^2 + \omega^2 (r_{\pi} C + g L)^2}. \quad (4.16)$$

Учитывая, что в большинстве случаев влияние индуктивности выводов диода удастся практически исключить путем настройки внешних цепей, а также то, что полупроводниковый параметрический диод всегда находится

в закрытом состоянии ($g \approx 0$), выражения (4.15) и (4.16) можно значительно упростить и записать в виде

$$g_{\Pi} = \frac{r_{\Pi} (\omega C)^2}{1 + (r_{\Pi} \omega C)^2}; \quad (4.17)$$

$$C_{\Sigma} = \frac{C}{1 + (r_{\Pi} \omega C)^2}. \quad (4.18)$$

Как показывают расчеты, в диапазоне рабочих частот для существующих диодов всегда выполняется условие $r_{\Pi} \omega C \ll 1$, что позволяет использовать на практике простейшие соотношения для параметров эквивалентной схемы диода (рис. 4.6,б):

$$g_{\Pi} \approx r_{\Pi} (\omega C)^2; \quad (4.19)$$

$$C_{\Sigma} = C. \quad (4.20)$$

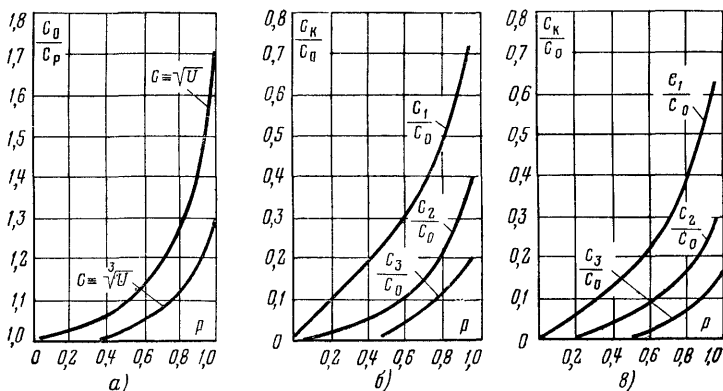


Рис. 4.7. Графики зависимости емкостей C_0 и C_k от параметра ρ .
а — C_0 ; б, в — C_k для точечных и сплавных диодов соответственно.

Под воздействием достаточно большого гармонического напряжения генератора «накачки» емкость C p - n перехода диода будет изменяться по периодическому закону:

$$C(t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos k\omega_{\Pi} t, \quad (4.21)$$

где C_0 и C_k — среднее значение и амплитуда k -й гармоники емкости, определяемые коэффициентами ряда

Фурье:

$$C_0 = \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} C(t) dt, \quad C_K = \frac{2}{T_H} \int_0^{T_H} C(t) \cos k\omega_H t dt.$$

Зависимости C_0 и C_K для точечных ($C \equiv \sqrt{U}$) и плоскостных ($C \equiv \sqrt[3]{U}$) диодов приведены на рис. 4.7, а [13], где C_p — емкость диода в рабочей точке. Как следует из рис. 4.7, б, в, при выполнении условия

$$p = \frac{U_H}{|E_{см}|} \leq 0,5, \quad (4.21a)$$

где U_H — амплитуда напряжения «накачки»; $E_{см}$ — напряжение смещения на параметрическом диоде, высшими гармоническими составляющими в (4.21) можно пренебречь. При этом емкость p - n перехода диода может быть представлена в виде:

$$C(t) = C_0 + C_1 \cos \omega_H t = C_0 (1 + m_c \cos \omega_H t), \quad (4.22)$$

где $m_c = C_1/C_0$ — коэффициент вариации емкости.

Эквивалентная схема диода в этом случае преобразуется к виду, изображенному на рис. 4.6, в, а проводимость потерь диода (4.19) можно представить как

$$g_{\pi} \approx r_{\pi} (\omega C_0)^2. \quad (4.23)$$

Для дальнейшего анализа двухконтурного ППУ обратимся к его эквивалентной схеме, изображенной на рис. 4.8. Представим составляющую первой гармоники емкости (4.22) в показательной форме с помощью формулы Эйлера:

$$C_{\sim} = C_1 \cos \omega_H t = \frac{C_1}{2} e^{j\omega_H t} + \frac{C_1}{2} e^{-j\omega_H t}. \quad (4.24)$$

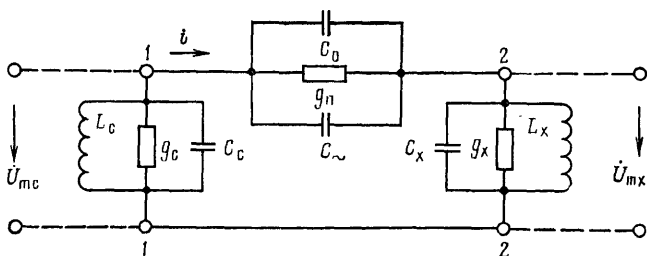


Рис. 4.8. Эквивалентная схема двухконтурного параметрического усилителя.

Напряжения на контуре, настроенном на частоту сигнала ω_c , и на контуре, настроенном на комбинационную частоту ω_x , также запишем в показательной форме:

$$u_c = U_{mc} \cos(\omega_c t + \varphi_c) = \operatorname{Re} [\dot{U}_{mc} e^{j\omega_c t}]; \quad (4.25)$$

$$u_x = U_{mx} \cos(\omega_x t + \varphi_x) = \operatorname{Re} [\dot{U}_{mx} e^{j\omega_x t}], \quad (4.26)$$

где $\dot{U}_{mc} = U_{mc} e^{j\varphi_c}$, $\dot{U}_{mx} = U_{mx} e^{j\varphi_x}$ — комплексные амплитуды напряжения сигнала и напряжения «холостой» частоты соответственно; Re — реальная часть комплексного выражения, заключенного в скобках.

Учитывая, что

$$\operatorname{Re} [\dot{U}_{mx} e^{j\omega_x t}] = \operatorname{Re} [\dot{U}_{mx}^* e^{-j\omega_x t}],$$

где $\dot{U}_{mx}^* = \dot{U}_{mx} e^{-j\varphi_x}$ — амплитуда напряжения, комплексно сопряженная с \dot{U}_{mx} ; в дальнейшем, если это позволит упростить выкладки, будем использовать последнюю форму записи. Будем также считать, что резонаторы обладают достаточно большими сопротивлениями для токов с частотами настройки, а для токов всех других частот, по отношению к которым резонаторы расстроены, их сопротивления пренебрежимо малы. Справедливость данного допущения обеспечивается использованием резонаторов с высокой добротностью.

С учетом сделанных допущений и выбранных направлений токов и напряжений на схеме на рис. 4.8 выражение для тока, протекающего через диод, можно записать в виде

$$i(t, \omega) = \frac{d}{dt} [C(t)(u_c - u_x)] + g_n(u_c - u_x). \quad (4.27)$$

Подставляя в (4.27) соотношения (4.25) и (4.26), а также учитывая (4.22) и (4.24), получаем

$$\begin{aligned} i(t, \omega) = \frac{d}{dt} \left[\left(C_0 + \frac{C_1}{2} e^{j\omega_n t} + \frac{C_1}{2} e^{-j\omega_n t} \right) (\dot{U}_{mc} e^{j\omega_c t} - \right. \\ \left. - \dot{U}_{mx}^* e^{-j\omega_x t}) + g_n (\dot{U}_{mc} e^{j\omega_c t} - \dot{U}_{mx}^* e^{-j\omega_x t}) \right]. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Проводимость потерь диода g_n , очевидно, будет различной для различных частотных составляющих протекающего тока. В дальнейшем будем записывать эту проводимость для различных составляющих тока с соответ-

ствующими индексами, например, $g_{п.с}$ — проводимость потерь диода для тока с частотой сигнала или $g_{п.х}$ — та же проводимость, но для тока с частотой «холостого» контура.

После дифференцирования выражения (4.28) имеем:

$$\begin{aligned} i(t, \omega) = & j(\omega_n + \omega_c) \frac{C_1}{2} \dot{U}_{mc} e^{j(\omega_n + \omega_c)t} - j(\omega_n - \\ & - \omega_x) \frac{C_1}{2} \dot{U}_{mx}^* e^{j(\omega_n - \omega_x)t} - j(\omega_n - \omega_c) \frac{C_1}{2} \dot{U}_{mc} e^{j(\omega_n - \omega_c)t} + \\ & + j(\omega_n + \omega_x) \frac{C_1}{2} \dot{U}_{mx}^* e^{-j(\omega_n + \omega_x)t} + j\omega_c C_0 \dot{U}_{mc} e^{j\omega_c t} + \\ & + j\omega_x C_0 \dot{U}_{mx}^* e^{-j\omega_x t} + g_{п.с} \dot{U}_{mc} e^{j\omega_c t} - g_{п.х} \dot{U}_{mx}^* e^{-j\omega_x t}. \quad (4.29) \end{aligned}$$

Из (4.29) видно, что через параметрический диод, а следовательно, и через резонансные системы ППУ протекает ток, содержащий как гармонические, составляющие с частотами ω_c и ω_x , так и составляющие, частоты которых представляют собой комбинации частот ω_c и ω_x с частотой изменения емкости p - n перехода параметрического диода (с частотой «накачки») ω_n . Выбирая соответствующим образом частоту генератора «накачки» ω_n и частоту настройки «холостого» контура ω_x , можно либо получить усиление напряжения на частоте сигнала ω_c , либо выделить напряжение на одной из комбинационных частот ω_x , т. е. осуществить преобразование частоты. В последнем случае напряжение должно сниматься с «холостого» контура.

Для реализации отрицательной проводимости на входных полюсах I - I усилителя (рис. 4.8) «холостой» контур обычно настраивается на разностную частоту $\omega_x = \omega_n - \omega_c$ (при использовании k -й гармоники переменной емкости диода $\omega_x = k\omega_n - \omega_c$). Учитывая, что при этом частота сигнала образуется из комбинационной частоты по правилу $\omega_c = \omega_n - \omega_x$, выберем из общего выражения (4.29) составляющие тока с частотой сигнала ω_c и с «холостой» ω_x . Записывая комплексные амплитуды этих токов, получим систему уравнений:

$$I_{mc}(\omega_c) = -j\omega_c \frac{C_1}{2} \dot{U}_{mx}^* + j\omega_c C_0 \dot{U}_{mc} + g_{п.с} \dot{U}_{mc}; \quad (4.30)$$

$$[-I_{mx}^*(\omega_x)] = j\omega_x \frac{C_1}{2} \dot{U}_{mc} - j\omega_x C_0 \dot{U}_{mx}^* + g_{п.х} \dot{U}_{mx}^*. \quad (4.31)$$

Системе уравнений (4.30) и (4.31) соответствует эквивалентная схема, изображенная на рис. 4.9 справа от полюсов 1-1.

Как видно из уравнения (4.31), емкость C_0 , которую необходимо включать на выходе эквивалентной схемы на рис. 4.9, должна иметь отрицательный знак, т. е. она эквивалентна индуктивности $L_0 = 1/\omega_x^2 C_0$, что отражено на эквивалентной схеме.

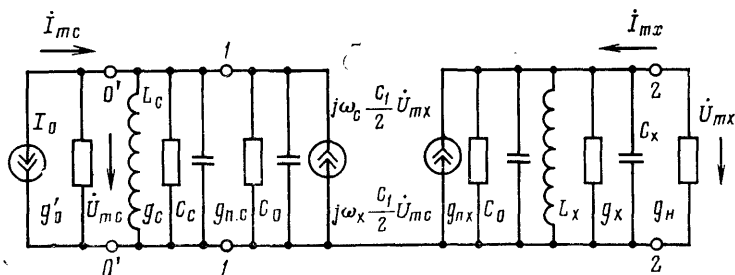


Рис. 4.9. Эквивалентная схема двухконтурного параметрического усилителя с двумя генераторами токов.

Используя эквивалентную схему, изображенную на рис. 4.9, нетрудно по формулам, полученным ранее, рассчитать основные качественные показатели ППУ. В частности, входная проводимость схемы при точной настройке «холостого» резонатора на частоту ω_x определяется соотношением

$$Y_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}_{mc}}{\dot{U}_{mc}} = g_{\text{э.с}} (1 + j\varepsilon_c) - \omega_c \omega_x \frac{C^2_{11}}{4g_{\text{э.х}}}, \quad (4.32)$$

где $g_{\text{э.с}} = g_{\text{п.с}} + g_c$ — эквивалентная проводимость потерь сигнального резонатора, включающая собственные потери g_c и потери, вносимые в резонатор диодом $g_{\text{п.с}}$; $g_{\text{э.х}} = g_{\text{п.х}} + g_x$ — эквивалентная проводимость потерь «холостого» резонатора, включающая собственные потери g_x и потери, вносимые в резонатор диодом $g_{\text{п.х}}$; $\varepsilon_c = Q_{\text{э.с}} \alpha_c$ — обобщенная расстройка; Q_0 — эквивалентная добротность; α_c — относительная расстройка сигнального резонатора. Первое слагаемое в (4.32) отражает собственные активные потери в резонаторе g_c и потери, вносимые в резонатор диодом; второе слагаемое представляет собой модуль отрицательной проводимости усилителя, подключенной к резонатору. Следовательно,

$$Y_{\text{вх}} = g_{\text{э.с}} (1 + j\varepsilon_c) - |g_{\ominus}|. \quad (4.33)$$

При точной настройке резонатора на частоту сигнала ω_c ($\epsilon_c=0$) входная проводимость усилителя

$$g_{вх.} = g_{э.с} - |g_{\ominus}|. \quad (4.34)$$

Коэффициент передачи по мощности на резонансной частоте и полоса пропускания усилителя в соответствии с (4.8) и (4.11) определяются соотношениями

$$K_{P0} = \frac{(Wm^2 - g_{э.с} + |g_{\ominus}|)^2}{(Wm^2 + g_{э.с} - |g_{\ominus}|)^2}; \quad (4.35)$$

$$\Pi = \frac{Wm^2 + g_{э.с} - |g_{\ominus}|}{2\pi C_э}, \quad (4.36)$$

где $C_э = C_c + C_0$ — эквивалентная емкость сигнального резонатора.

Пример 4.3. Рассчитать коэффициент передачи на резонансной частоте K_{P0} и полосу пропускания Π двухконтурного параметрического усилителя отражательного типа, собранного на диоде 1A402B.

Частота сигнала $f_c = 8$ ГГц, «холостая» частота $f_x = 20$ ГГц. Параметрический диод 1A402B при напряжении смещения $E_{см} = -2$ В имеет следующие параметры: $C_0 = 0,4$ пФ, $C_1 = 0,1$ пФ, $r_n = 1,35$ Ом. Волновая проводимость циркулятора, пересчитанная на резонатор, $Wm^2 = 4,4$ мСм. Собственными потерями в контурах, настроенных на сигнальную и «холостую» частоты, можно пренебречь ($g_c \approx 0$, $g_x \approx 0$). Емкость сигнального резонатора $C_c = 0,64$ пФ.

По формуле (4.23) находим проводимости потерь диода на сигнальной и «холостой» частотах:

$$g_{п.с} \approx (2\pi \cdot 8 \cdot 10^9 \cdot 0,4 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 1,35 = 0,54 \text{ мСм};$$

$$g_{п.х} \approx (2\pi \cdot 20 \cdot 10^9 \cdot 0,4 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 1,35 = 3,41 \text{ мСм}.$$

Определяем модуль отрицательной проводимости $|g_{\ominus}|$ по формуле (4.32):

$$g_{\ominus} = 2\pi \cdot 8 \cdot 10^9 \cdot 2\pi \cdot 20 \cdot 10^9 \frac{(0,1 \cdot 10^{-12})^2}{4 \cdot 3,41 \cdot 10^{-3}} = 4,63 \text{ мСм}.$$

Вычисляем коэффициент передачи параметрического усилителя на резонансной частоте K_{P0} по формуле (4.35):

$$K_{P0} = \frac{(4,4 \cdot 10^{-3} - 0,54 \cdot 10^{-3} + 4,63 \cdot 10^{-3})^2}{(4,4 \cdot 10^{-3} + 0,54 \cdot 10^{-3} - 4,63 \cdot 10^{-3})^2} = 750.$$

Рассчитываем полосу пропускания Π параметрического усилителя по формуле (4.36):

$$\Pi = \frac{4,4 \cdot 10^{-3} + 0,54 \cdot 10^{-3} - 4,63 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 1,04 \cdot 10^{-12}} = 47,5 \text{ МГц},$$

где

$$C_э = 0,64 \cdot 10^{-12} + 0,4 \cdot 10^{-12} = 1,04 \text{ пФ}.$$

4.3. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО УСИЛИТЕЛЯ

Основными составляющими шумов в двухконтурном ППУ являются тепловые шумы источника сигнала (циркулятора), сопротивлений потерь сигнального и «холостого» резонаторов, шумы параметрического диода и шумы генератора «накачки».

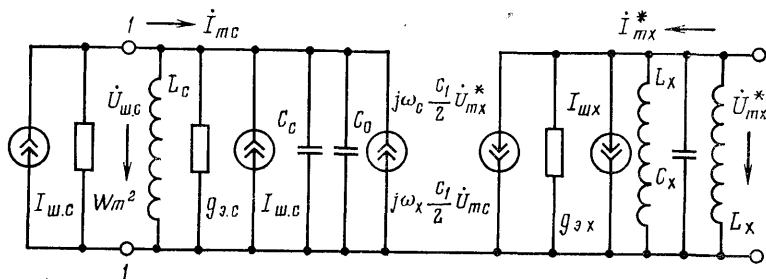


Рис. 4.10. Эквивалентная шумовая схема двухконтурного параметрического усилителя.

Поскольку в ППУ полупроводниковые параметрические диоды работают в закрытом состоянии, то дробовые шумы обратного тока диода пренебрежимо малы. Поэтому практически имеет смысл учитывать только тепловые шумы сопротивления потерь диода, которые создаются как на частоте сигнала ω_c , так и на «холостой» частоте ω_x . Тепловые шумы циркулятора, резонаторов и полупроводникового параметрического диода можно представить генераторами шумовых токов с соответствующими нешумящими внутренними проводимостями:

$$I_{ш.с}^2 = 4kT_0 W m^2 \Pi; \quad (4.37)$$

$$I_{ш.с}^2 = 4kT_c g_{э.с} \Pi; \quad (4.38)$$

$$I_{ш.х}^2 = 4kT_x g_{э.х} \Pi. \quad (4.39)$$

Очевидно, генераторы (4.37) и (4.38) необходимо подключить к входным полюсам схемы, изображенной на рис. 4.9, а генератор (4.39) — к ее выходным полюсам. В результате получим эквивалентную шумовую схему, показанную на рис. 4.10. Эту схему нетрудно преобразовать к виду, изображенному на рис. 4.4, если генератор тока (4.39) пересчитать с выхода на вход схемы

и заменить генератором шумового тока:

$$I_{\text{ш.э.х}}^2 = \frac{4kT_x \Pi}{g_{\text{э.х}}} \frac{\omega_c^2 C^2}{4} = 4kT_x \Pi |g_{\ominus}| \frac{\omega_c}{\omega_x}. \quad (4.40)$$

Из сравнения (4.40) и (4.13) видно, что для ППУ

$$G = |g_{\ominus}| \frac{\omega_c}{\omega_x}.$$

Коэффициент шума усилителя может быть рассчитан по формуле (1.53), которая после подстановки в нее выражений (4.37), (4.38) и (4.40) примет вид:

$$Ш = 1 + \frac{T_c}{T_0} \frac{g_{\text{э.с}}}{W m^2} + \frac{T_x}{T_0} \frac{|g_{\ominus}|}{W m^2} \frac{\omega_c}{\omega_x}. \quad (4.41)$$

Выражение (4.41) является общей расчетной формулой для коэффициента шума двухконтурных и одноконтурных ППУ.

Пример 4.4. Рассчитать коэффициент шума $Ш$ двухконтурного неохлажденного ($T_c = T_x = T_0$) параметрического усилителя, собранного на диоде типа 1А402В, по исходным данным примера 4.3.

Рассчитываем коэффициент шума $Ш$ неохлажденного двухконтурного параметрического усилителя по формуле (4.41):

$$Ш = 1 + \frac{0,54 \cdot 10^{-3}}{4,4 \cdot 10^{-3}} + \frac{4,63 \cdot 10^{-3}}{4,4 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{2\pi \cdot 8 \cdot 10^9}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^9} = 1,54;$$

$$g_{\text{э.с}} = 0,54 \text{ мСм}, |g_{\ominus}| = 4,63 \text{ мСм (см. пример 4.3).}$$

Иногда [1, 15] формулу для $Ш$ записывают через критическую частоту $\omega_{\text{кр}}$ усилителя, при которой отрицательное сопротивление, вносимое в сигнальный резонатор за счет изменения емкости, равно сопротивлению потерь, вносимых в резонатор диодом. Для двухконтурного ППУ критическая частота записывается как

$$\omega_{\text{кр}} = \sqrt{\omega_c \omega_x} = \frac{m_c}{2r_{\Pi} C_0}, \quad (4.42)$$

где m_c — коэффициент вариации емкости диода; r_{Π} — сопротивление потерь диода; C_0 — среднее значение емкости параметрического диода.

Обычно в параметрических усилителях используются высокочастотные резонаторы, собственные потери которых пренебрежимо малы по сравнению с потерями, вносимыми параметрическим диодом, т. е. $g_{\text{п.с}} \gg g_c$. При этом эквивалентные проводимости «холостого» и сиг-

нального резонаторов определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} g_{э.с} &\approx g_{п.с}; \\ g_{э.х} &\approx g_{п.х}. \end{aligned} \right\} \quad (4.43)$$

Эти проводимости, а также отрицательную проводимость ППУ нетрудно выразить через критическую частоту:

$$g_{п.с} = \frac{C_1}{2} \frac{\omega_c^2}{\omega_{кр}}; \quad (4.44)$$

$$g_{п.х} = \frac{C_1}{2} \frac{\omega_x^2}{\omega_{кр}}; \quad (4.45)$$

$$|g_{\ominus}| = \frac{C_1}{2} \frac{\omega_c \omega_{кр}}{\omega_x}. \quad (4.46)$$

Из соотношений (4.44) — (4.46) видно, что с увеличением критической частоты $\omega_{кр}$ потери, вносимые параметрическим диодом в сигнальный и «холостой» резонаторы, уменьшаются, а отрицательная проводимость — возрастает. Коэффициент шума ППУ с учетом соотношений (4.44) — (4.46) можно записать в виде

$$III = 1 + \frac{T_c}{T_0} \frac{C_1}{2} \frac{\omega_c^2}{\omega_{кр} W m^2} + \frac{T_x}{T_0} \frac{C_1}{2} \frac{\omega_c^2 \omega_{кр}}{\omega_x^2 W m^2}. \quad (4.47)$$

Связь между проводимостью источника сигнала и модулем отрицательной проводимости можно выразить следующим соотношением:

$$W m^2 = \frac{|g_{\ominus}|}{\gamma} - g_{п.с}, \quad (4.48)$$

где γ — коэффициент регенерации, характеризующий устойчивость работы ППУ ($\gamma = 0,8 \div 0,9$).

Учитывая (4.44) и (4.46), выразим проводимость источника сигнала (4.48) через критическую частоту:

$$W m^2 = \frac{\omega_c C_1}{2 \gamma \omega_x \omega_{кр}} (\omega_{кр}^2 - \omega_c \omega_x \gamma). \quad (4.49)$$

Так как в большинстве случаев абсолютная температура элементов схемы ППУ одинакова и в случае неохлажденного усилителя $T_c = T_x = T_0$, то, подставив (4.49) в (4.47), получим выражение для коэффициента шума III в виде

$$III = 1 + \frac{\omega_c \omega_x \gamma}{\omega_{кр}^2 - \omega_c \omega_x \gamma} + \frac{\omega_{кр}^2 \omega_c \gamma}{\omega_x (\omega_{кр}^2 - \omega_c \omega_x \gamma)}. \quad (4.50)$$

Анализ выражения (4.50) показывает, что коэффициент шума достигает минимального значения при оптимальной величине «холостой» частоты $\omega_{х.опт}$:

$$\omega_{х.опт} = \sqrt{\omega_{кр}^2 + \omega_c^2 \gamma^2} - \omega_c \gamma. \quad (4.51)$$

Подставив (4.51) в (4.50), получим формулу для минимального значения коэффициента шума полупроводникового параметрического усилителя:

$$Ш_{мин} = 1 + \frac{1 + B^2 - \sqrt{B^2 + 1}}{[1 + 0,5B^2] \sqrt{B^2 + 1} - B^2 - 1}, \quad (4.52)$$

где

$$B = \frac{\omega_{кр}}{\omega_c \gamma}.$$

Пример 4.5. Рассчитать минимальное значение коэффициента шума $Ш_{мин}$ двухконтурного параметрического усилителя, собранного на диоде 1А402В. Частота сигнала $f_c = 8$ ГГц. Коэффициент регенерации $\gamma = 0,9$. Параметры диода приведены в примере 4.3.

По формуле (4.42) определяем критическую частоту $\omega_{кр}$ усилителя:

$$\omega_{кр} = \frac{0,25}{2 \cdot 1,35 \cdot 0,4 \cdot 10^{-12}} = 231,5 \text{ ГГц},$$

где

$$m_c = \frac{0,1 \cdot 10^{-12}}{0,4 \cdot 10^{-12}} = 0,25.$$

Рассчитываем минимальное значение коэффициента шума $Ш_{мин}$ по формуле (4.52):

$$Ш = 1 + \frac{1 + 5,2^2 - \sqrt{5,2^2 + 1}}{[1 + 0,5 \cdot 5,2^2] \sqrt{5,2^2 + 1} - 5,2^2 - 1} = 1,46,$$

где

$$B = \frac{231,5 \cdot 10^9}{2\pi \cdot 8 \cdot 10^9 \cdot 0,9} = 5,2.$$

Если частота сигнала намного меньше критической т. е. $B \gg 1$, то формулы (4.51) и (4.52) значительно упрощаются. При этом оптимальное значение «холостой» частоты

$$\omega_{х.опт} \approx \omega_{кр}, \quad (4.53)$$

а минимальный коэффициент шума ППУ выражается формулой

$$Ш_{мин} \approx 1 + 2 \frac{\omega_c \gamma}{\omega_{кр}}. \quad (4.54)$$

Таким образом, в неохлаждаемом ППУ коэффициент шума можно уменьшить за счет рационального выбора «холостой» частоты, если при этом имеется возможность обеспечить требуемую частоту «накачки».

Полупроводниковый параметрический преобразователь частоты содержит те же источники шумов, что и двухконтурный ППУ. Поэтому для регенеративных параметрических преобразователей частоты справедлива общая шумовая эквивалентная схема, изображенная на рис. 4.10. Эту схему можно преобразовать к виду, представленному на рис. 4.4, если источники шумового тока (4.37) и (4.38) пересчитать к выходным полюсам, а источник (4.39) оставить в том же виде.

В результате расчета получим:

$$I_{ш0}^2 = 4kT_0 W m^2 \Pi \frac{g_{э.х} |g_{\ominus}|}{(W m^2 + g_{э.с})^2} \frac{\omega_x}{\omega_c}. \quad (4.55)$$

$$I_{ш.с}^2 = 4kT_0 g_{э.с} \Pi \frac{g_{э.х} |g_{\ominus}|}{(W m^2 + g_{э.с})^2} \frac{\omega_x}{\omega_c}. \quad (4.56)$$

Подставляя (4.55), (4.56) и (4.39) в соотношение (1.53), получаем выражение для коэффициента шума полупроводникового параметрического преобразователя частоты в виде

$$Ш_{п.ч} = 1 + \frac{T_c}{T_0} \frac{g_{э.с}}{W m^2} + \frac{T_x}{T_0} \frac{(W m^2 + g_{э.с})^2}{W m^2 |g_{\ominus}|} \frac{\omega_c}{\omega_x}. \quad (4.57)$$

В тех случаях, когда $g_c \approx 0$, $W m^2 \ll g_{п.с}$ и $g_{п.с} \approx |g_{\ominus}|$, при $T_c = T_x = T_0$ формула (4.57) значительно упрощается и принимает вид:

$$Ш_{п.ч} = 1 + 2 \frac{|g_{\ominus}|}{W m^2} \frac{\omega_c}{\omega_x}. \quad (4.58)$$

Учитывая соотношение (4.48), а также (4.44) и (4.46), формулу (4.58) можно преобразовать к виду

$$Ш_{п.ч} \approx 2 \frac{\gamma}{1 - \frac{\omega_c \omega_x \gamma}{\omega_{кр}}} \frac{\omega_c}{\omega_x} + 1. \quad (4.59)$$

При выборе (как и в полупроводниковом параметрическом усилителе) $\omega_x \approx \omega_{кр}$ и при условии, что $\omega_c \ll \ll \omega_{кр}$, последняя формула совпадает с (4.54), т. е.

$$Ш_{п.ч.мин} \approx 1 + 2\omega_c \gamma / \omega_{кр}. \quad (4.60)$$

Таким образом, минимальные значения коэффициента шума полупроводниковых параметрических усилителей и преобразователей частоты практически одинаковы.

В нерегенеративном полупроводниковом параметрическом преобразователе частоты с целью получения усиления комбинационная частота выбирается из условия

$$\omega_x = \omega_H + \omega_c; \quad (4.61)$$

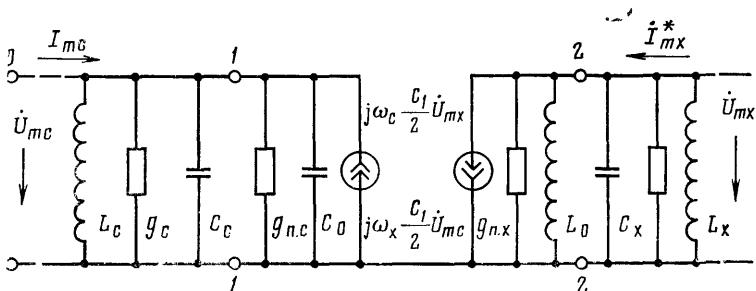


Рис. 4.11. Эквивалентная схема параметрического усилителя с подключенным источником сигнала.

при этом система уравнений для комплексных амплитуд токов с частотой сигнала ω_c и комбинационной частотой ω_x , полученная из (4.29), имеет вид:

$$\dot{I}_{mc} = -j\omega_c \frac{C_1}{2} \dot{U}_{mx} + j\omega_c C_0 \dot{U}_{mc} + g_{p.c} \dot{U}_{mc}; \quad (4.62)$$

$$\dot{I}_{mx} = j\omega_x \frac{C_1}{2} \dot{U}_{mc} - j\omega_x C_0 \dot{U}_{mx} - g_{p.x} \dot{U}_{mx}. \quad (4.63)$$

Системе уравнений (4.62) и (4.63) соответствует эквивалентная схема, изображенная на рис. 4.11. Используя эту схему, можно рассчитать все качественные показатели нерегенеративного полупроводникового параметрического преобразователя частоты. Коэффициент шума такого преобразователя частоты определяется из выражений (4.57), (4.59) или (4.60).

4.4. ИСТОЧНИКИ ШУМОВ И КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА УСИЛИТЕЛЯ НА ТУННЕЛЬНОМ ДИОДЕ

В усилителях на туннельных диодах усиление сигнала достигается за счет вносимого в колебательную систему (контур, резонатор) отрицательного сопротив-

ления полупроводниковым диодом, обладающим статической вольт-амперной характеристикой с падающим участком (рис. 4.12). Наличие падающего участка связано с особым механизмом преодоления носителями тока электронно-дырочного перехода, называемым туннельным эффектом. Для слабых сигналов в рабочей точке α проводимость будет отрицательной.

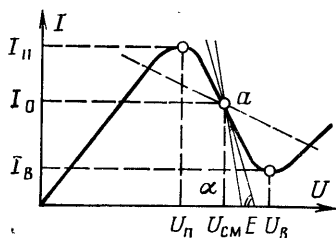


Рис. 4.12. Статическая вольт-амперная характеристика туннельного диода.

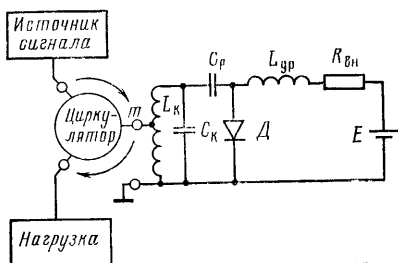


Рис. 4.13. Принципиальная схема усилителя отражательного типа на туннельном диоде.

Принципиальная схема усилителя отражательного типа на туннельном диоде приведена на рис. 4.13. Эквивалентная схема туннельного диода (ТД) не отличается от эквивалентной схемы полупроводникового параметрического диода, приведенной на рис. 4.6, a , за исключением того, что его дифференциальная проводимость g_{\ominus} имеет отрицательный характер.

Современные туннельные диоды, изготовленные из германия, антимонида галлия или арсенида галлия, имеют следующие значения параметров: $C=0,2 \div 2$ пФ, $|g_{\ominus}|=10^{-2} \div 10^{-3}$ См, $L \leq 0,2 \cdot 10^{-9}$ Гн, $r_{\pi}=1 \div 10$ Ом. Эквивалентная схема диода позволяет рассчитать его входное сопротивление, которое на падающем участке вольт-амперной характеристики (при $C_{\pi}=0$) равно:

$$Z_g = r_{\pi} - \frac{|g_{\ominus}|}{|g_{\ominus}|^2 + (\omega C)^2} + j\omega \left[L - \frac{C}{|g_{\ominus}|^2 + (\omega C)^2} \right]. \quad (4.64)$$

Из (4.64) следует, что активная составляющая входного сопротивления диода зависит от частоты и сохраняет отрицательное значение лишь на частотах ниже не-

которой критической частоты $\omega_{кр}$, которая определяется из условия равенства нулю активной составляющей входного сопротивления диода

$$\omega_{кр} = \frac{|g_{\ominus}|}{C} \sqrt{\frac{1}{r_n |g_{\ominus}|} - 1}. \quad (4.65)$$

Из условия равенства нулю реактивной составляющей входного сопротивления диода можно определить собственную частоту диода

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{|g_{\ominus}|}{C^2}}. \quad (4.66)$$

Очевидно, для устранения генерации на собственной частоте диода в усилителе на туннельном диоде необходимо обеспечить выполнение условия $\omega_0 > \omega_{кр}$.

В практических случаях удобно эквивалентную схему ТД преобразовать к виду, изображенному на рис. 4.6,б. При этом, если $L \approx 0$, входные проводимость и емкость в эквивалентной схеме выражаются соотношениями

$$g_3 = \frac{|g_{\ominus}|^2 r_n + (\omega C)^2 r_n}{(1 - |g_{\ominus}| r_n)^2 + (\omega C r_n)^2} - \frac{|g_{\ominus}|}{(1 - |g_{\ominus}| r_n)^2 + (\omega C r_n)^2}; \quad (4.67)$$

$$C_3 = \frac{C}{(1 - |g_{\ominus}| r_n)^2 + (\omega C r_n)^2}. \quad (4.68)$$

Первое слагаемое в выражении (4.67) представляет собой проводимость потерь g_n , а второе — отрицательную проводимость g_{\ominus}^* , вносимые туннельным диодом в резонатор.

Если сопротивление диода r_n мало, то с достаточной для инженерной практики точностью можно считать:

$$g_3 = g_n - |g_{\ominus}^*|, \quad (4.69)$$

$$C_3 = C, \quad (4.70)$$

где

$$g_n \approx r_n (\omega C)^2, \quad |g_{\ominus}^*| \approx |g_{\ominus}|.$$

Основные качественные показатели УТД нетрудно рассчитать по формулам, полученным в § 4.1.

Примеры 4.6. Рассчитать коэффициент передачи на резонансной частоте K_{P0} и полосу пропускания Π усилителя отражательного типа на туннельном диоде 1И102Ж. Частота сигнала $f_c = 1$ ГГц. Параметры диода при напряжении смещения $U_{см} = 167$ мВ; $r_n = 2,5$ Ом, $L = 0,24$ нГн, $C = 1,2$ пФ. Проводимость потерь контура $g_k = 0,4$ мСм. Эквивалентная добротность контура $Q_0 = 25$. Пересчитанная проводимость циркулятора $Wm^2 = 8,9$ мСм.

Модуль отрицательной проводимости $|g_{\ominus}|$ определяем по вольт-амперной характеристике диода 1И102Ж (рис. 4.14) как отношение приращений тока и напряжения в рабочей точке ($U_{см} = 167$ мВ): $|g_{\ominus}| = 7,9$ мСм.

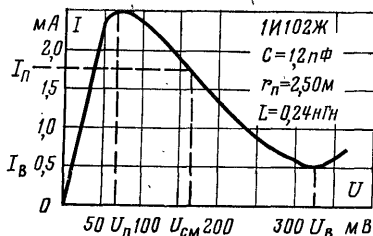


Рис. 4.14. Вольт-амперная характеристика туннельного диода 1И102Ж.

Находим коэффициент передачи усилителя на резонансной частоте K_{P0} по формуле (4.8):

$$K_{P0} = \frac{(8,9 \cdot 10^{-3} - 0,4 \cdot 10^{-3} + 7,9 \cdot 10^{-3})^2}{(8,9 \cdot 10^{-3} + 0,4 \cdot 10^{-3} - 7,9 \cdot 10^{-3})^2} = 137,2.$$

Вычисляем по формуле (4.11) полосу пропускания усилителя на туннельном диоде:

$$\Pi = \frac{10^9}{25} = 40 \text{ МГц.}$$

Остановимся подробнее на шумовых свойствах усилителей на туннельных диодах. Эквивалентная шумовая схема полупроводникового диода, полученная в гл. 2 (рис. 2.2), в общем случае справедлива и для туннельного диода. Одним из основных источников шумов ТД являются дробовые шумы, связанные с постоянным током I_0 в исходной рабочей точке, которые в соответствии с (2.1) можно представить в виде генератора шумового тока:

$$I_{ш}^2 = 4kT_0 t_g g_{ш} \Pi, \quad (4.71)$$

где $g_{ш} = 20I_0$ — шумовая проводимость диода; $t_g = T_g/T_0$; T_g — абсолютная температура диода.

Вторым источником шумов туннельного диода являются тепловые шумы сопротивления потерь:

$$U_{\text{ш}}^2 = 4kT_0 t_g r_{\text{п}} \Pi. \quad (4.72)$$

Источники шумов (4.71) и (4.72) для дальнейшего расчета удобнее пересчитать к входным полюсам диода. Для этого достаточно определить шумовые токи короткого замыкания на входных полюсах диода от каждого источника и представить их генераторами шумовых токов:

$$I_{\text{ш.др}}^2 = 4kT_0 t_g g_{\text{ш}} \Pi; \quad (4.73)$$

$$I_{\text{ш.т}}^2 \simeq 4kT_0 t_g r_{\text{п}} |Y_{\text{э}}|^2 \Pi, \quad (4.74)$$

где

$$|Y_{\text{э}}|^2 = g_{\text{э}}^2 + (\omega C_{\text{э}})^2.$$

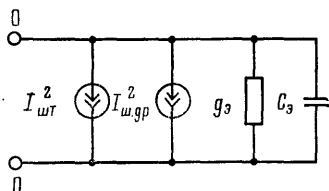


Рис. 4.15. Эквивалентная шумовая схема туннельного диода.

Эквивалентная шумовая схема диода при этом примет вид, показанный на рис. 4.15. Подключив к этой схеме генераторы тепловых шумов колебательной системы (резонатора, контура) и источника сигнала (циркулятора), приходим к эквивалентной шумовой схеме, изображенной на рис. 4.4. Общее выражение для коэффициента шума усилителя на туннельном диоде при скомпенсированной реактивной составляющей проводимости диода будет иметь вид:

$$\Pi = 1 + \frac{g_{\text{к}}}{W m^2} + \frac{t_g r_{\text{п}} |g_{\text{э}}|^2}{W m^2} + \frac{t_g g_{\text{ш}}}{W m^2}. \quad (4.75)$$

Пренебрегая потерями в резонаторе ($g_{\text{к}}=0$) и полагая $t_g=1$, а также учитывая соотношение (4.48), запишем (4.75) следующим образом:

$$\Pi = 1 + \frac{g_{\text{ш}} \Upsilon}{|g_{\ominus}| - g_{\text{п}} \Upsilon} + \frac{r_{\text{п}}}{\Upsilon} (|g_{\ominus}| - g_{\text{п}} \Upsilon). \quad (4.76)$$

Так как из (4.65) следует, что

$$\frac{g_{\text{п}}}{|g_{\ominus}|} \approx \left(\frac{f}{f_{\text{кр}}} \right)^2,$$

то с учетом (4.71) выражение (4.76) можно представить в виде

$$Ш = 1 + \frac{20I_0\gamma}{|g_{\ominus}| \left(1 - \gamma \frac{f^2}{f_{кр}^2}\right)} + \frac{r_{\Pi} |g_{\ominus}|}{\gamma} \left(1 - \gamma \frac{f^2}{f_{кр}^2}\right). \quad (4.77)$$

Пример 4.7. По исходным данным примера 4.6 рассчитать коэффициент шума $Ш$ усилителя отражательного типа на туннельном диоде 1И102Ж. Потерями в контуре можно пренебречь ($g_k = 0$), коэффициент регенерации $\gamma = 0,9$.

По формуле (4.65) находим критическую частоту $f_{кр}$ диода:

$$f_{кр} = \frac{7,9 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 1,2 \cdot 10^{-12}} \sqrt{\frac{1}{2,5 \cdot 7,9 \cdot 10^{-3}} - 1} = 7,4 \text{ ГГц.}$$

Рассчитываем коэффициент шума усилителя $Ш$ по формуле (4.77):

$$\begin{aligned} Ш &= 1 + \frac{20 \cdot 1,75 \cdot 10^{-3}}{7,9 \cdot 10^{-3} \left[1 - 0,9 \left(\frac{10^9}{7,4 \cdot 10^9}\right)^2\right]} + \\ &+ \frac{2,5 \cdot 7,9 \cdot 10^{-3}}{0,9} \left[1 - 0,9 \left(\frac{10^9}{7,4 \cdot 10^9}\right)^2\right] = 5,52, \end{aligned}$$

где $I_0 = 1,75 \text{ мА}$ (рис. 4.14).

Поскольку в реальных условиях работы усилителей на туннельных диодах в большинстве случаев выполняется условие $f \ll f_{кр}$, то при расчетах коэффициента шума УТД можно пользоваться упрощенной формулой

$$Ш = 1 + \frac{20I_0\gamma}{|g_{\ominus}|} + \frac{r_{\Pi} |g_{\ominus}|}{\gamma}. \quad (4.78)$$

Коэффициент шума (4.78) достигает минимального значения

$$Ш_{\min} = 1 + 2\sqrt{20r_{\Pi}I_0} \quad (4.79)$$

при

$$|g_{\ominus}|_{\text{опт}} = \gamma \sqrt{\frac{20I_0}{r_{\Pi}}}. \quad (4.80)$$

Приложения

П.1. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕЖИМНО-ЧАСТОТНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ Y -ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

Чаще всего при расчетах каскадов радиоприемных устройств используются два семейства статических характеристик транзисторов: входные и выходные. При расчете преобразователя частоты необходимо знать и проходные характеристики транзистора. Y -пара-

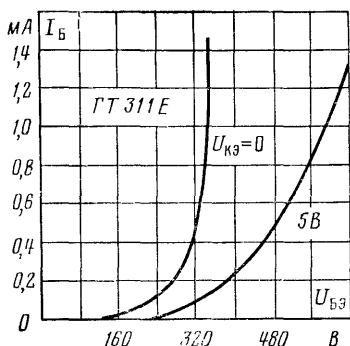


Рис. П.1. Входные характеристики транзисторов ГТ311Е—ГТ311И в схеме с ОЭ.

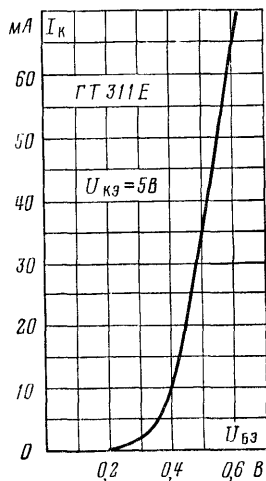


Рис. П.2. Проходные характеристики транзистора ГТ311Е в схеме с ОЭ.

метры транзисторов, определенные по режимно-частотным зависимостям, нужны для проектирования высокочастотных каскадов различного назначения и расчета их шумовых характеристик. Y -параметры транзисторов сняты при напряжении $|U_{КЭ}|=5$ В. Все эти зависимости в виде графиков приведены на рис. П.1—П.34, а в [9, 11] показано на примерах, как ими пользоваться.

Рис. П.3. Выходные характеристики транзистора ГТЗ11Е в схеме с ОЭ.

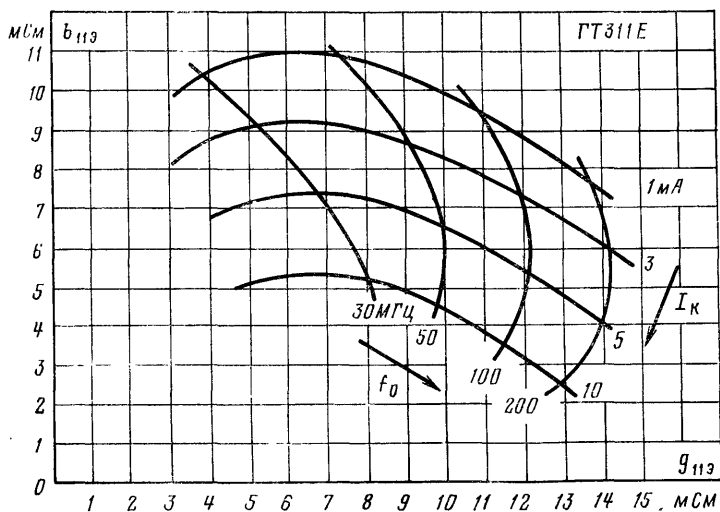
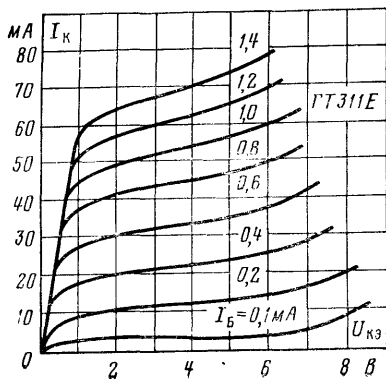


Рис. П.4. Графики зависимости входной проводимости Y_{113} транзистора ГТЗ11Е от частоты и тока коллектора.

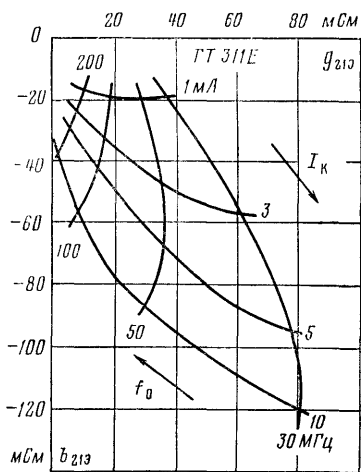


Рис. П.5. Графики зависимости проводимости прямой передачи Y_{213} транзистора ГТ311Е от частоты и тока коллектора.

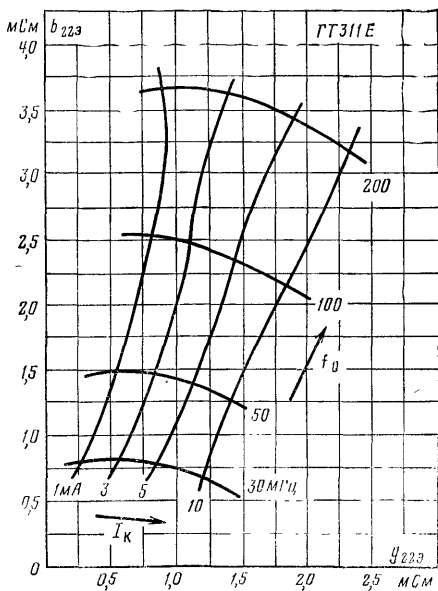


Рис. П.6. Графики зависимости выходной проводимости Y_{223} транзистора ГТ311Е от частоты и тока коллектора.

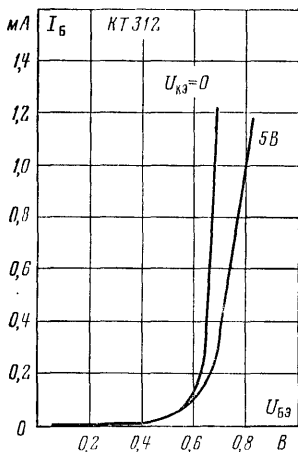


Рис. П.7. Входные характеристики транзистора КТ312 в схеме с ОЭ.

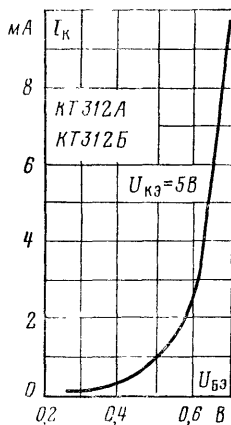


Рис. П.8. Пропускная характеристика транзисторов КТ312А, КТ312Б в схеме с ОЭ.

Рис. П.9. Выходные характеристики транзисторов КТ312А, КТ312Б в схеме с ОЭ.

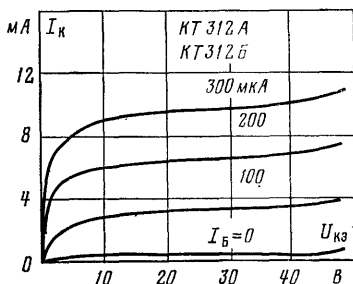
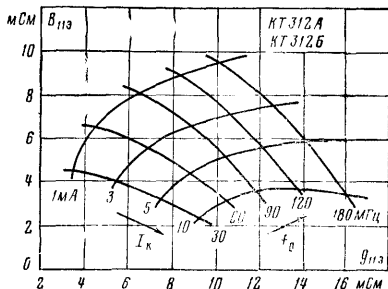


Рис. П.10. Графики зависимости входной проводимости $Y_{11э}$ транзисторов КТ312А, КТ312Б от частоты и тока коллектора.



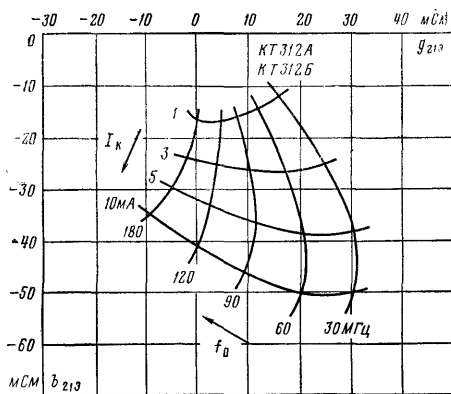


Рис. П.11. Графики зависимости проводимости прямой передачи $Y_{21э}$ транзисторов КТ312А, КТ312Б от частоты и тока коллектора.

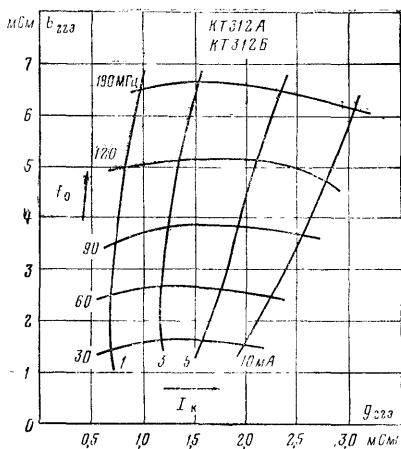


Рис. П.12. Графики зависимости выходной проводимости $Y_{22э}$ транзисторов КТ312А, КТ312Б от частоты и тока коллектора.

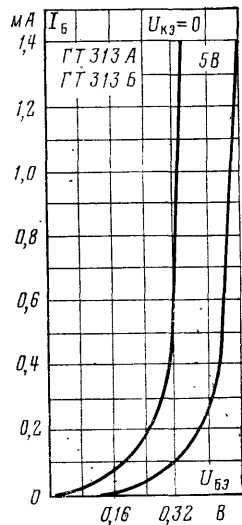


Рис. П.13. Входные характеристики транзисторов ГТ313А, ГТ313Б в схеме с ОЭ.

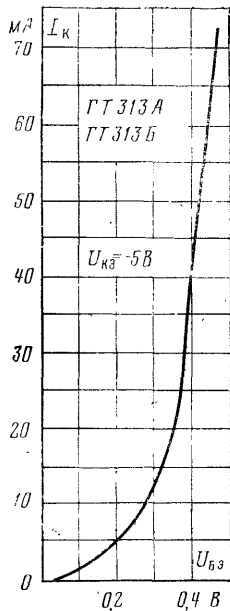


Рис. П.14. Проходная характеристика транзисторов ГТ313А, ГТ313Б в схеме с ОЭ.

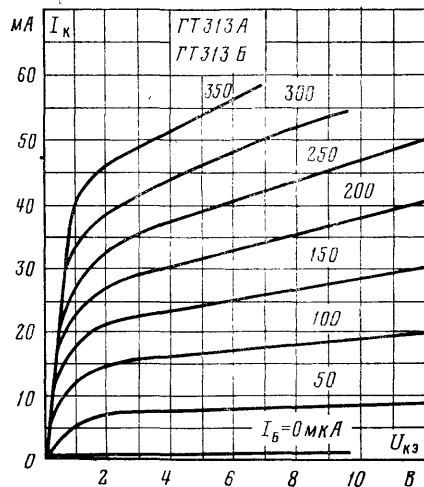


Рис. П.15. Выходные характеристики транзисторов ГТ313А, ГТ313Б в схеме с ОЭ.

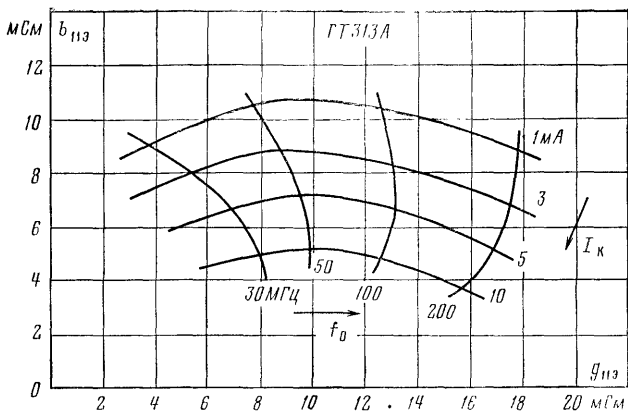


Рис. П.16. Графики зависимости входной проводимости Y_{113} транзистора ГТ313А от частоты и тока коллектора.

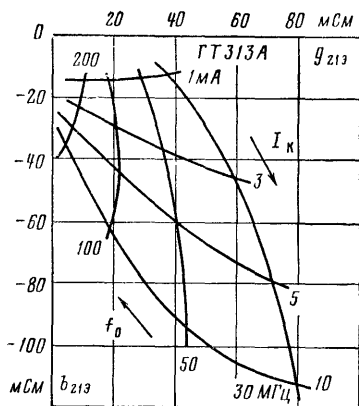


Рис. П.17 Графики зависимости проводимости прямой передачи Y_{213} транзистора ГТ313А от частоты и тока коллектора.

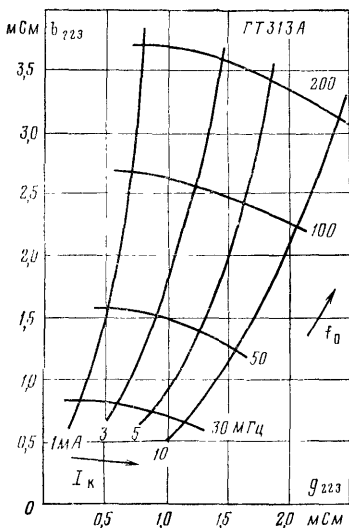


Рис. П.18 Графики зависимости выходной проводимости Y_{223} транзистора ГТ313А от частоты и тока коллектора.

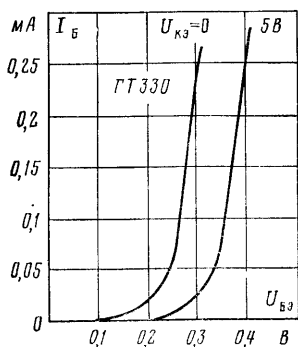


Рис. П.19. Входные характеристики транзистора ГТ330 в схеме с ОЭ.

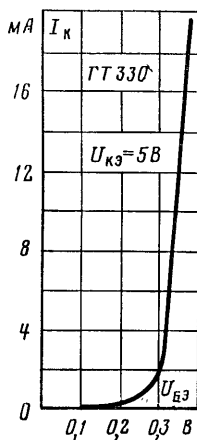


Рис. П.20. Проходная характеристика транзистора ГТ330 в схеме с ОЭ.

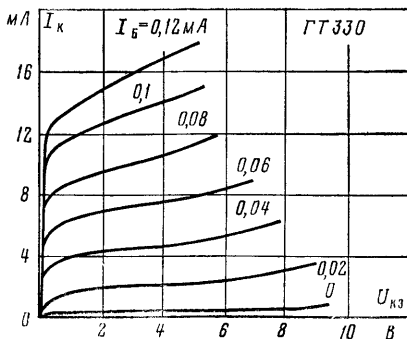


Рис. П.21. Выходные характеристики транзистора ГТ330 в схеме с ОЭ.

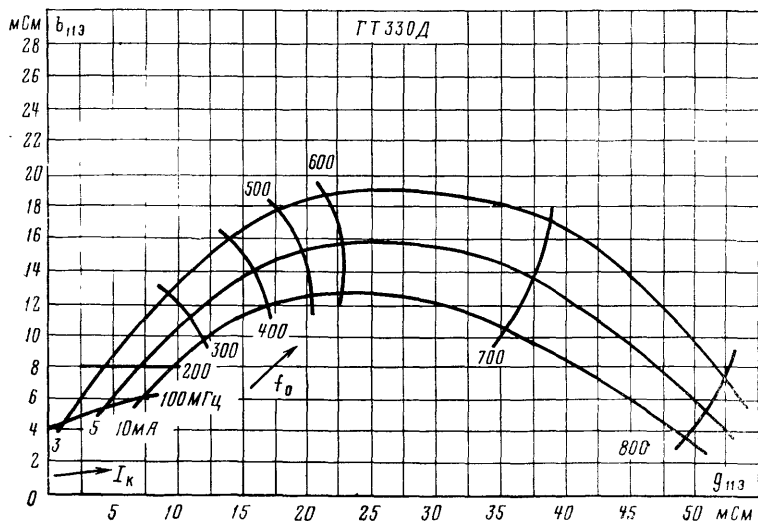


Рис. П.22. Графики зависимости входной проводимости Y_{113} транзистора ГТ330Д от частоты и тока коллектора.

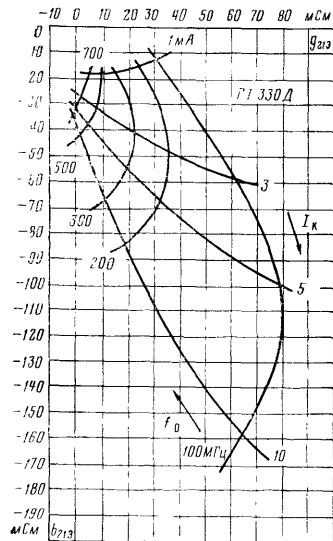


Рис. П.23. Графики зависимости проводимости прямой передачи Y_{213} транзистора ГТ330Д от частоты и тока коллектора.

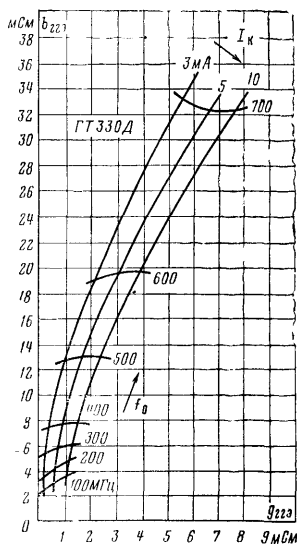


Рис. П.24. Графики зависимости выходной проводимости Y_{223} транзистора ГТЗЗ0Д от частоты и тока коллектора.

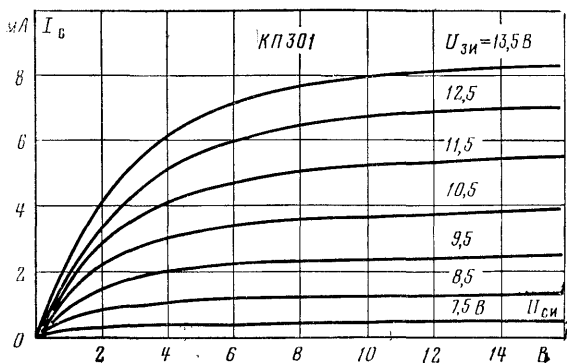


Рис. П.25. Выходные характеристики транзистора КП301 в схеме с ОИ.

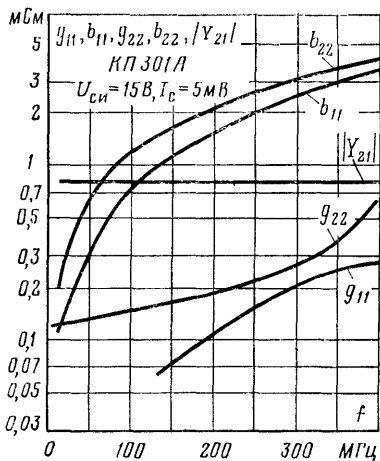


Рис. П.26. Графики зависимости g_{11} , b_{22} , g_{22} , b_{22} , $|Y_{21}|$ транзистора КП301А в схеме с общим истоком от частоты.

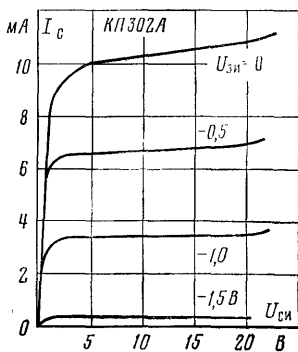


Рис. П. 27. Выходные характеристики транзистора КП302А в схеме с общим истоком.

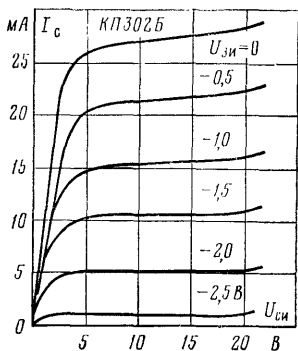


Рис. П.28. Выходные характеристики транзистора КП302Б в схеме с общим истоком.

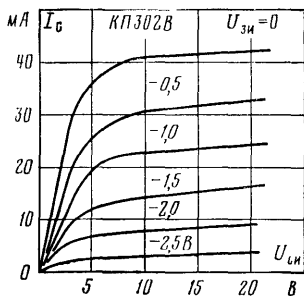


Рис. П.29. Выходные характеристики транзистора КП302В в схеме с общим истоком.

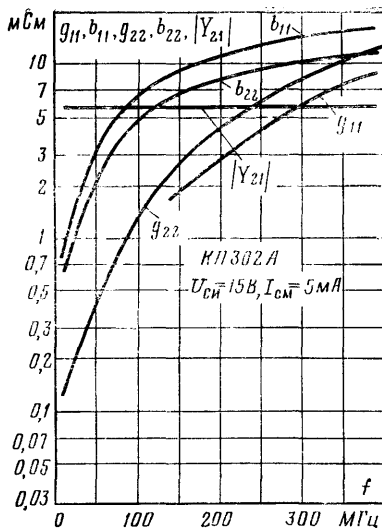


Рис. П.30. Графики зависимости $g_{11}, b_{11}, g_{22}, b_{22}, |Y_{21}|$ транзистора КР302А в схеме с общим истоком от частоты.

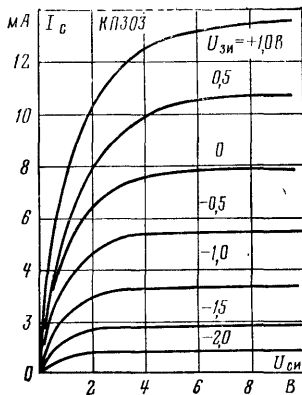


Рис. П.31. Выходные характеристики транзистора КР303 в схеме с общим истоком.

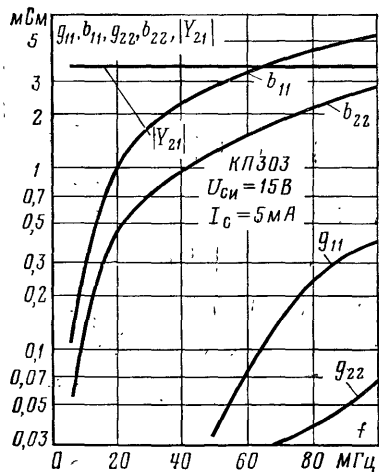


Рис. П.32. Графики зависимости g_{11} , b_{11} , g_{22} , b_{22} , $|Y_{21}|$ транзисторов КР303 в схеме с общим истоком от частоты.

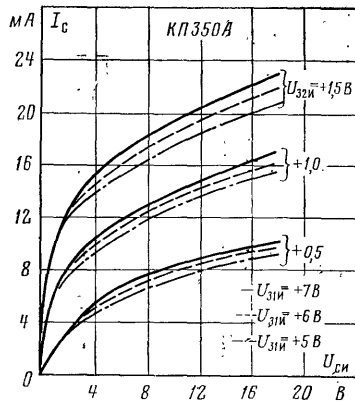


Рис. П.33. Выходные характеристики транзистора КР350А в схеме с общим истоком.

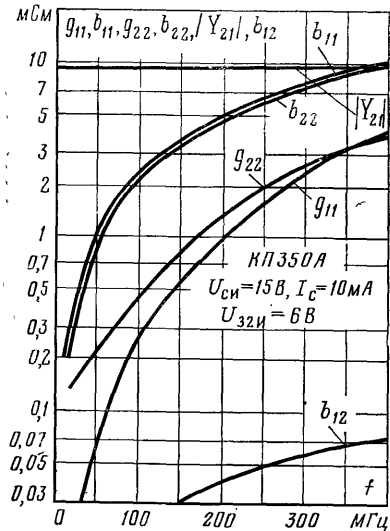


Рис. П.34. Графики зависимости g_{11} , b_{11} , b_{12} , g_{22} , b_{22} , $|Y_{21}|$ транзистора КР350А в схеме с общим истоком от частоты.

П.2. СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ДИОДОВ

При расчете параметрических усилителей и преобразователей частоты необходимо знать классификационные параметры параметрических диодов, которые особо выделяются в технических условиях и справочных листах. Параметрические диоды классифицируются по номинальной емкости диода (иногда указывается емкость перехода) при определенном напряжении смещения $E_{см}$ и постоянной времени диода $\tau = C_p r_{п}$ ($r_{п}$ — сопротивление потерь диода). Часто в классификационные параметры включают рабочую длину волны λ и рабо-

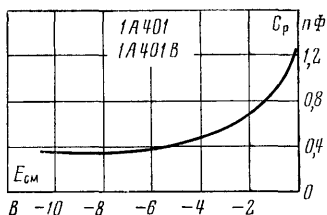


Рис. П. 35. Графики зависимости емкости C_p диодов 1A401—1A401B от напряжения смещения.

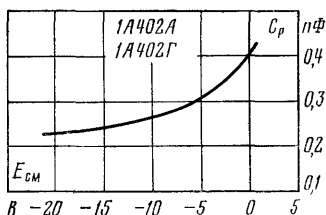
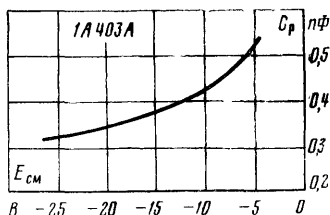


Рис. П.36. Графики зависимости емкости C_p диодов 1A402A—1A402Г от напряжения смещения.

Рис. П.37. Графики зависимости емкости C_p диодов 1A403A от напряжения смещения.



чую частоту f , емкость патрона диода $C_{п}$, индуктивность диода $L_{д}$ [4, 10]. В табл. П.1 эти параметры приведены для некоторых современных параметрических диодов. Сноски примечаний относятся ко всем разновидностям отмеченного типа диодов. На рис. П.35—П.37 приведены графики зависимостей емкости диода (перехода) от напряжения смещения.

П.3. СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДОВ

При определении качественных показателей и шумовых характеристик усилителей на туннельных диодах нужно знать классификационные параметры диодов. Туннельные диоды классифицируются по пиковому току $I_{п}$, отношению пикового тока к току впадины $I_{п}/I_{н}$, напряжению пика $U_{п}$ и напряжению впадины $U_{в}$ (см. рис. 4.14). Часто в классификационные параметры включают емкость диода $C_{д}$ и сопротивление потерь $r_{п}$ [4, 10]. В табл. П.2 приведены эти параметры для некоторых типов современных туннельных диодов.

Классификационные параметры усилительных параметрических диодов

Типы диодов	Длина волны λ , см	Емкость перехода C_p , пФ	Постоянная времени τ , пс	Емкость патрона C_p , пФ	Индуктивность диода L_d , нГн	Сопротивление потерь r_p , Ом
1A401	6—60	0,45—0,87	$\leq 2,2$	0,18—0,25	≤ 2	—
1A401A	6—60	0,36—0,55	$\leq 2,0$	0,18—0,25	≤ 2	—
1A401Б	6—60	0,26—0,44	$\leq 1,8$	0,18—0,25	≤ 2	—
1A401В	6—60	0,12—0,33	$\leq 1,7$	0,18—0,25	≤ 2	—
1A402A	4—6	$\leq 0,3$	$\leq 1,2$	0,23—0,29	—	—
1A402Б	4—6	$\leq 0,16$	$\leq 0,9$	0,23—0,29	—	—
1A402В	3—4	0,13—0,3	$\leq 0,75$	0,23—0,29	—	—
1A402Г	3—4	$\leq 0,16$	$\leq 0,75$	0,23—0,29	—	—
1A403A	Дециметровый и	0,23—0,5	$\leq 2,0$	0,2—0,25	1—2	—
1A403Б	сантиметровый	0,26—0,4	$\leq 1,6$	0,2—0,25	1—2	—
1A403В	сантиметровый	0,18—0,3	$\leq 1,6$	0,2—0,25	1—2	—
1A403Г	диапазон волн	0,08—0,28	$\leq 1,6$	0,2—0,25	1—2	—
1A403Д		0,08—0,22	$\leq 1,3$	0,2—0,25	1—2	—

Примечание. Емкость перехода измерялась на частоте 30 МГц при напряжении смещения—10 В у диодов 1A401—1A401В, 1A402A—1A402Г; на частоте 60 МГц при напряжении смещения—30 В у диодов 1A403A—1A403Д.

Классификационные параметры туннельных диодов

Типы диодов	Пиковый ток $I_{п'}$, мА	Отношение пикового тока к току впадины $I_{п'}/I_{в}$	Напряжение пика $U_{п'}$, мВ	Напряжение впадины $U_{в'}$, мВ	Сопротивление потерь $r_{п'}$, Ом	Емкость диода $C_{д'}$, пФ	Индуктивность диода $L_{д'}$, нГн	Предельная частота $f_{пред'}$, ГГц
1И102А	1,25—1,75	≥ 5	70—100	230—400	≤ 6	0,9—1,8	0,24—0,35	≥ 10
1И102Б	1,25—1,75	≥ 5	70—100	320—400	≤ 6	1,4—2,2	0,24—0,35	≥ 8
1И102В	1,25—1,75	≥ 5	70—100	320—400	$\leq 4,5$	1,8—3,0	0,24—0,35	≥ 5
1И102Г	1,7—2,3	≥ 5	≤ 90	320—400	≤ 6	1,0—2,0	0,24—0,35	≥ 10
1И102Д	1,7—2,3	≥ 5	≤ 90	320—400	≤ 6	1,6—2,6	0,24—0,35	≥ 8
1И102Е	1,7—2,3	≥ 5	≤ 90	320—400	$\leq 4,5$	2,2—3,2	0,24—0,35	≥ 5
1И102Ж	2,3—3,1	≥ 5	70—90	320—400	≤ 6	1,2—2,2	0,24—0,35	≥ 10
1И102И	2,3—3,1	≥ 5	70—90	320—400	≤ 4	1,8—2,7	0,24—0,35	≥ 8
1И102К	2,3—3,1	≥ 5	70—90	320—400	≤ 3	2,3—3,5	0,24—0,35	≥ 5
1И103А	1,3—1,7	≥ 4	≤ 90	350—430	≤ 6	1,0—2,1	0,2—0,35	≥ 10
1И103Б	1,3—1,7	≥ 4	≤ 90	350—430	≤ 6	0,8—1,6	0,2—0,35	≥ 15
1И103В	1,3—1,7	≥ 4	≤ 90	350—430	≤ 6	0,7—1,6	0,2—0,35	≥ 20
3И101А	0,75—1,25	≥ 5	≤ 160	—	—	$\leq 3,0$	$\leq 1,30$	—
3И101Б	0,75—1,25	≥ 5	≤ 160	—	—	2,0—6,0	$\leq 1,30$	—
3И101В	1,7—2,3	≥ 6	≤ 160	—	—	$\leq 2,0$	$\leq 1,30$	—
3И101Г	1,7—2,3	≥ 6	≤ 160	—	—	1,0—3,7	$\leq 1,30$	—
3И101Д	1,7—2,3	≥ 6	≤ 160	—	—	2,5—6,0	$\leq 1,30$	—
3И101Е	4,5—5,5	≥ 6	≤ 180	—	—	$\leq 3,0$	$\leq 1,30$	—
3И101Ж	4,5—5,5	≥ 6	≤ 180	—	—	2,0—6	$\leq 1,30$	—
3И101И	4,5—5,5	≥ 6	≤ 180	—	—	4,5—10	$\leq 1,3$	—
3И201А	9—11	10	≤ 180	—	8	$\leq 3,5$	$\leq 1,3$	—
3И201Б	9—11	10	≤ 20	—	8	2,5—6	$\leq 1,3$	—
3И201В	9—11	10	≤ 180	—	8	4,5—10	$\leq 1,3$	—
3И201Г	18—22	10	≤ 180	—	5	4	$\leq 1,3$	—
3И201Д	18—22	10	≤ 210	—	5	3,0—7	$\leq 1,3$	—
3И201Е	18—22	10	≤ 200	—	4	5,0—12	$\leq 1,3$	—
3И201Ж	45—55	10	≤ 290	—	2,5	8	$\leq 1,3$	—
3И201И	45—55	10	≤ 260	—	2,5	6,5—15	$\leq 1,3$	—
3И201К	90—110	10	≤ 260	—	2,2	15	$\leq 1,3$	—
3И201Л	90—110	10	≤ 330	—	2,2	10—40	$\leq 1,3$	—
			≤ 330					

Список литературы

1. Айнбиндер И. М. Шумы радиоприемников. — М.: Связь, 1974.
2. Ван дер Зил. А. Шум. Источники, описание, измерение: Пер. с англ./ Под ред. А. К. Нарышкина. — М.: Советское радио, 1973.
3. Гозлинг В. Применение полевых транзисторов. — М.: Энергия, 1970.
4. Диоды и тиристоры/ Под ред. А. А. Чернышева. — М.: Энергия, 1975.
5. Защита от радиопомех/ Под ред. М. В. Максимова. — М.: Советское радио, 1976.
6. Каскады радиоприемников на полевых транзисторах/ Под ред. Н. Г. Петрова. — М.: Энергия, 1974.
7. Кренгель Н. С. Шумовые параметры радиоприемных устройств. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1969.
8. Куликовский А. А., Болошин И. А., Потрясай В. Ф. Основы проектирования радиоприемников. — М.: Госэнергоиздат, 1956.
9. Музыка З. Н., Пустоваров В. Е., Синицкий Б. Г. Расчет высокочастотных каскадов радиоприемных устройств на транзисторах. — М.: Энергия, 1975.
10. Полупроводниковые диоды/ Под ред. Н. Н. Горюнова и Ю. Р. Носова. — М.: Советское радио, 1968.
11. Проектирование радиоприемных устройств/ Под ред. А. П. Сиверса. — М.: Советское радио, 1976.
12. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах/ Под ред. Р. А. Валитова. — М.: Связь, 1972.
13. Радиоприемные устройства/ Под ред. Н. В. Боброва. — М.: Советское радио, 1971.
14. Радиоприемные устройства/ Под ред. А. Г. Зюко. — М.: Связь, 1975.
15. Радиоприемные устройства/ Под ред. В. И. Сифорова. — М.: Советское радио, 1974.
16. Руденко В. М., Халыпин Д. Б., Магнушевский В. Р. Малошумящие входные цепи СВЧ приемных устройств. — М.: Связь, 1971.
17. Транзисторы/ Под ред. И. Г. Бергельсона, Ю. А. Каменецкого, И. Ф. Николаевского. — М.: Советское радио, 1968.
18. Фалькович С. Е., Музыка З. Н. Чувствительность радиоприемных устройств с транзисторными усилителями. — М.: Энергия, 1970.
19. Чистяков Н. И., Сидоров В. М. Радиоприемные устройства. — М.: Связь, 1974.
20. Шумы в электронных приборах/ Под ред. Л. Д. Смуллина и Г. А. Хауса. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1964.

Оглавление

Предисловие	3
Глава первая. Шумовые характеристики радиоприемных устройств	5
1.1. Общие сведения о чувствительности радиоприемных устройств	5
1.2. Номинальная мощность и коэффициент усиления номинальной мощности	10
1.3. Эквивалентные шумовые схемы	15
1.4. Эффективная полоса пропускания	19
1.5. Шумы приемной антенны	22
1.6. Коэффициент шума	26
1.7. Связь чувствительности радиоприемного устройства с коэффициентом шума	31
1.8. Коэффициент шума системы каскадно соединенных четырехполюсников	34
1.9. Коэффициент шума пассивного четырехполюсника	39
1.10. Измерение коэффициента шума	41
Глава вторая. Внутренние шумы и эквивалентные шумовые схемы полупроводниковых приборов	46
2.1. Источники шумов и эквивалентная шумовая схема полупроводникового диода	46
2.2. Источники шумов биполярного транзистора	49
2.3. Эквивалентная шумовая схема биполярного транзистора с общим эмиттером	55
2.4. Эквивалентная шумовая схема биполярного транзистора с общей базой	61
2.5. Источники шумов и эквивалентная шумовая схема полевого транзистора	66
Глава третья. Шумовые свойства резонансных усилителей на транзисторах	73
3.1. Влияние внутренней обратной связи на параметры и качественные показатели каскадов	73
3.2. Анализ выражения для петлевого коэффициента передачи	76
3.3. Коэффициент устойчивого усиления каскада	78
3.4. Коэффициент шума транзисторного резонансного усилителя	81
3.5. Зависимость коэффициента шума каскада на биполярном транзисторе с общим эмиттером от согласования на входе	84

3.6. Зависимость коэффициента шума каскада на биполярном транзисторе с общим эмиттером от частоты	94
3.7. Влияние индуктивностей выводов транзистора на коэффициент шума каскада	99
3.8. Влияние расстройки входного контура на коэффициент шума каскада на биполярном транзисторе	105
3.9. Коэффициент шума преобразователя частоты на биполярном транзисторе	109
3.10. Коэффициент шума каскада на полевом транзисторе	118
Глава четвертая. Шумовые параметры усилителей на двухполюсниках с отрицательным сопротивлением	122
4.1. Общая характеристика усилителей на двухполюсниках с отрицательным сопротивлением	122
4.2. Общие замечания о полупроводниковых параметрических усилителях	128
4.3. Коэффициент шума полупроводникового параметрического усилителя	137
4.4. Источники шумов и коэффициент шума усилителя на туннельном диоде	142
Приложения	
П.1. Статические характеристики и режимно-частотные зависимости Y -параметров транзисторов	148
П.2. Справочные данные усилительных параметрических диодов	161
П.3. Справочные данные туннельных диодов	161
Список литературы	164

ЗИНОВИЙ НИКОЛАЕВИЧ МУЗЫКА

**ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ
НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ**

Рецензент А. К. Нарышкин

Редактор В. П. Васильев

Редактор издательства Г. Н. Астафуров

Технический редактор А. С. Давыдова

Корректор Г. А. Полонская

ИБ № 1802 Энергия

Сдано в набор 21.08.80 Подписано в печать 05.03.81 Т-00769 Формат 84×108^{1/32}
Бумага книжно-журнальная. Гарн. литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 8,82
Уч.-изд. л. 8,5 Тираж 16 000 экз. Изд. № 19390 Заказ 744 Цена 45 к.

Издательство «Радио и связь», 101000, Москва, Главпочтамт, а/я № 693

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома Государственного
комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,
113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!

В 1981 г. издательство «Радио и связь» выпустит в серии «Библиотека по радиоэлектронике» книгу

Усилители с широким динамическим диапазоном на микросхемах/ А. П. Лукошкин, О. В. Петров, И. Г. Киренский, Ю. Е. Монахов.

В книге рассматриваются особенности построения и расчета усилителей с широким динамическим диапазоном и широкополосных апериодических усилителей на интегральных микросхемах. Приводятся практические схемы и основные характеристики нелинейных усилителей с широким динамическим диапазоном. Описываются интегральные микросхемы широкого применения на базе дифференциального каскада.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой радиоэлектронной аппаратуры.