

НОВОЕ В ТЕХНИКЕ СВЯЗИ

УДК 621.382.3:621.391.822

3—3—12

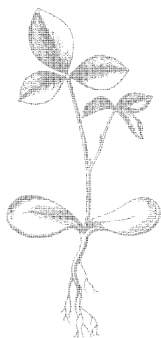
48—67

**Н О В О Е
В Т Е Х Н И К Е
С В Я З И**

**МИНИСТЕРСТВО СВЯЗИ СССР
ТЕХНИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ**

И. В. СУХОДОЕВ

ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ



**ИЗДАТЕЛЬСТВО
«С В Я З Ъ»
МОСКВА 1967**



ПРЕДИСЛОВИЕ

Современный этап в развитии средств связи характеризуется повсеместным внедрением полупроводниковых приборов. Применение транзисторов, особенно в усилителях аппаратуры уплотнения кабельных и воздушных цепей, требует максимального снижения влияния внутренних шумов полупроводниковых триодов на сигналы связи с целью обеспечения их наилучшей шумозащищенности.

Это может быть достигнуто, с одной стороны, уменьшением флуктуаций в самих транзисторах, а с другой, — соответствующим построением электрических цепей, в частности, созданием оптимальных условий включения. Настоящая брошюра посвящена последнему из указанных направлений.

В брошюре рассматриваются причины возникновения флуктуаций в транзисторах. На примере каскадного включения их поясняются пути и средства проектирования малошумящих электрических цепей, в частности, групповых усилителей сигналов связи. Излагается метод определения шумовых параметров транзисторов, основывающийся на измерении экстремальных значений коэффициента шума с использованием типового оборудования. В приложении приводятся пересчетные соотношения между различными системами параметров и графические построения, значительно упрощающие определение шумовых показателей.

Брошюра рассчитана на специалистов, работающих в области проектирования и эксплуатации аппаратуры радио и связи на транзисторах.

Замечания по брошюре надо посылать в издательство «Связь» по адресу: Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2.

*Техническое управление
Министерства связи СССР*

1. ФЛУКТУАЦИИ В ТРАНЗИСТОРАХ

1.1. Общие сведения

Исследования шумов в транзисторах указывают на наличие в них целого ряда физических явлений, сопровождаемых электрическими флуктуациями [Л1]—[Л4]. Последние обычно учитываются шумовыми параметрами, из которых на практике наибольшее распространение получил коэффициент шума, нормируемый для низкошумящей группы транзисторов на частоте 1 кГц позволяет судить об интенсивности флуктуаций в диапазоне низких частот, но совершенно недостаточен для проектирования оптимальных по шумам цепей. Положение усугубляется еще и тем, что используемые в устройствах с электронными лампами методы повышения шумозащищенности здесь оказываются не всегда эффективными. За исключением некоторых, все типы транзисторов имеют низкое входное сопротивление, ограничивающее возможность повышения шумозащищенности посредством применения трансформирующих цепей. Вместе с тем, они обладают внутренними флуктуациями, с которыми нельзя не считаться, принимая во внимание весьма жесткие нормы на допускаемые в каналах связи помехи.

Отсутствие нормируемых шумовых параметров транзисторов, достаточных для определения режимов, при которых достигается наилучшая шумозащищенность, создает серьезные затруднения при проектировании устройств связи и в эксплуатации.

Наблюдаемое сходство в характере внешних проявлений флуктуаций транзисторов и электронных ламп позволяет заимствовать установившуюся терминологию и подразделять транзисторный шум на мерцательный (фликкер-шум), дробовой и тепловой.

1.2. Мерцательный шум

Одна из разновидностей флуктуаций проявляется в виде мерцательного шума, возникающего на поверхности полупроводника, а также при явлениях утечки и канальных эффектах. Имеющиеся на поверхности полупроводника энергетические уровни медленного и быстрого поверхностных состояний действуют как ловушка для основных носителей электрических зарядов или как центры рекомбинации для неосновных носителей электрических зарядов. При явлениях улавливания и рекомбинации возникают флуктуации в объеме материала полупроводника и на его поверхности, которые создают шумовой ток через переход ¹⁾.

$$|\overline{i_{шп}}|^2 = C s^{3-2} I f^{-\gamma} \Delta f, \quad (1.1)$$

¹⁾ Под термином «переход» здесь и далее подразумевается «электронно-дырочный переход».

где C — множитель, учитывающий особенности поверхности полупроводникового материала; s — скорость поверхностной рекомбинации; β — коэффициент, представляющий медленные функции плотности тока; I — ток, протекающий через переход; γ — коэффициент, учитывающий свойства перехода, по величине близкий к единице; Δf — полоса частот, в которой определяется шумовой ток.

Постоянный ток утечки возникает в образующейся по периметру перехода тонкой проводящей пленке; ее спонтанные флуктуации проводимости порождают шумовой ток утечки

$$\overline{|i_{\text{шв}}|^2} = 2e I_{\text{дн}} \Delta f, \quad (1.2)$$

где $I_{\text{дн}}$ — ток насыщенного диода, пропорциональный квадрату тока утечки через переход; e — заряд электрона.

Ток утечки резко падает с уменьшением смещения перехода, поэтому вызываемые им флуктуации незначительны при отрицательном смещении перехода, близком к нулю. Шумовой ток утечки является функцией от обратного напряжения и обладает гистерезисом; с повышением температуры он возрастает.

Составляющие мерцательного шума, обусловленные так называемыми канальными эффектами, возникают при образовании на полупроводнике поверхностного слоя, обладающего проводимостью, обратной объему материала полупроводника. При отрицательном смещении перехода на долю канального обратного тока приходится значительная часть мерцательного шума. Экспериментальные исследования показывают, что канальные явления в полупроводниковых приборах являются наиболее вероятной причиной возникновения избыточного шума, который по природе близок к шумовому току утечки.

Вследствие некоторых особенностей поверхностного шума уровень мерцательного шума транзисторов типа $p-n-p$ значительно ниже, чем у приборов с $n-p-n$ переходами. Установлено также, что германиевые транзисторы обладают лучшими шумовыми характеристиками по сравнению с кремниевыми.

Частичная схема замещения транзистора, учитывающая основные источники мерцательного шума, изображена на рис. 1.1. На ней

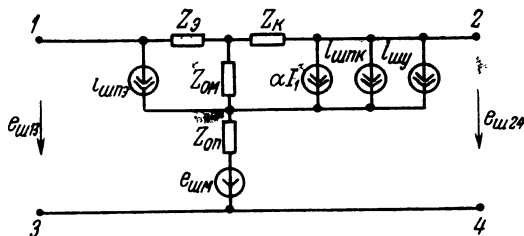


Рис. 1.1. Частичная схема замещения транзистора, учитывающая источники мерцательного шума

флуктуации, вызванные заполнением медленных поверхностных состояний в области основания транзистора, учитываются двумя источниками шумового тока $i_{шпэ}$ и $i_{шпк}$, включенными параллельно эмиттерному и коллекторному переходам. Между этими источниками существует практически полная корреляционная зависимость. Непосредственная модуляция сопротивления основания транзистора (по постоянному току) $r_{оп}$, вызванная теми же причинами, учитывается источником шумового напряжения $e_{шм}$. Кроме того, происходит косвенная модуляция источниками шумового тока, что учитывается включением $i_{шпэ}$, параллельно r_a и $r_{ом}$, а $i_{шпк}$ — z_k и $r_{ом}$. Шумовой ток утечки на схеме замещения учитывается источником $i_{шу}$. Если модуляция сопротивления основания транзистора незначительна, то этот источник полагают нагруженным на сопротивление коллектора. При смещениях $|U_k| \leq 10$ в высококачественных транзисторах шумовой ток утечки обычно пренебрежимо мал.

Между шумовыми источниками $e_{шм}$, $i_{шу}$ и $i_{шпэ}$, $i_{шпк}$ также существует корреляционная зависимость, влияние которой при слабо выраженных модуляционных явлениях и малом токе утечки крайне незначительно.

Диапазон нижних частот, в котором наиболее проявляется мерцательный шум, исследованный на нитях из германия, простирается примерно до $2,5 \cdot 10^{-4}$ гц, а диапазон верхних частот этого шума, измеренного в современных транзисторах, — до $0,7 \div 3,0$ кгц. На более высоких частотах мерцательный шум маскируется флуктуациями иного происхождения.

При повышенной влажности и недостаточно тщательной обработке поверхности полупроводникового материала мерцательный шум может проявляться в диапазоне частот до 100 кгц и выше, что, в частности, наблюдалось в образцах транзисторов первых выпусков.

1.3. Дробовой шум

Теоретические исследования происхождения дробового шума в транзисторах, проводившиеся при определенных ограничениях, дали практически одинаковые результаты. В одном случае дробовой шум приписывается случайной диффузии неосновных носителей, а также произвольной генерации и рекомбинации электронно-дырочных пар; в другом случае происхождение этого шума основывается на предположении случайности и независимости пересечения перехода отдельными носителями.

Полный ток дробового шума через переход в области низких частот

$$|\overline{i_{шд}}|^2 = 2e(I + I_0)\Delta f - 2e(-I_0)\Delta f, \quad (1.3)$$

где $I + I_0$ — составляющая тока через переход в прямом направлении; $-I_0$ — составляющая тока через переход в обратном направлении. Из ф-лы (1.3) видно, что полный ток дробового шума образуется двумя встречными потоками, вызванными независимой от приложенного напряжения диффузией неосновных носителей: из области с проводимостью n в p , определяемой только диффузионным потенциалом U_d перехода этих областей. Если к области p прикладывается напряжение U , то полное напряжение представляет разность $U - U_d$. Вероятность диффузии дырок, вызывающих ток

из области n в область p , не зависит от приложенного напряжения; вместе с тем, диффузия дырок, образующих ток из зоны p в n , пропорциональна величине $\exp[-e(U_d - U)/kT]$. Оба эти тока имеют встречное направление и равновелики при нулевом смещении перехода.

Выражение (1.3) обычно используется для определения дробового шума транзистора при предположении независимости составляющих $I + I_0$ и $-I_0$. В соответствии с этим дробовой шум эмиттерного перехода

$$|\overline{i_{шдэ}}|^2 = 2e(I_э + I_{э0}) \Delta f - 2e(-I_{э0}) \Delta f, \quad (1.4)$$

где $I_э + I_{э0}$ — ток, протекающий из эмиттера в основание и образуемый движением дырок; $-I_{э0}$ — ток, протекающий из основания в эмиттер и вызываемый движением генерируемых в основании дырок.

Через коллекторный переход все дырки движутся в одном направлении, поэтому ток дробового шума

$$|\overline{i_{шдк}}|^2 = 2e I_k \Delta f. \quad (1.5)$$

Выражения дробового шума эмиттерного и коллекторного переходов полностью совпадают с ур-нием (1.3), если соответственно $I = I_э$ и $I_0 = I_{э0}$, $I = I_k$ и $I_0 = I_{к0}$; при обратном смещении перехода $I_k + I_{к0} = 0$. Значения $I_{э0}$ и $I_{к0}$, если пренебречь токами утечки, примерно равны токам эмиттера и коллектора при достаточно больших смещениях перехода. Выражения (1.4) и (1.5) справедливы и для случая, когда часть тока создается основными носителями. Для области высоких частот используется уравнение полного дробового шума через переход:

$$|\overline{i_{шд}}|^2 = 4kTG \Delta f - 2eI \Delta f, \quad (1.6)$$

где G — вещественная составляющая полной проводимости перехода; I — ток через переход, положительный при прямом и отрицательный при обратном смещениях перехода.

На высоких частотах поток носителей не совпадает по фазе с приложенным напряжением, что приводит к частотной зависимости проводимости и появлению емкостной составляющей. В этом случае дробовые шумы эмиттерного и коллекторного переходов транзистора на высоких частотах соответственно определяются формулами:

$$|\overline{i_{шдэ}}|^2 = 4kTG_э \Delta f - 2eI_э \Delta f \quad (1.7)$$

и

$$|\overline{i_{шдк}}|^2 = 2eI_k \Delta f \quad (1.8)$$

на частичной схеме замещения (рис. 1.2) они учитываются коррелированными источниками шума $e_{шдэ}$ и $i_{шдк}$. На низких частотах корреляция между ними обычно пренебрежимо мала, на высоких частотах она может быть весьма значительной.

Независимость флуктуационных составляющих транзистора от напряжения коллектор — эмиттер подтверждается прямыми, представленными на рис. 1.3, снятыми для транзисторов типов П410 и

П411 в диапазоне частот с преобладающими тепловым и дробовым шумами.

Вместе с тем, как и следовало ожидать, шумы зависят от тока эмиттера, что подтверждается зависимостями, изображенными на рис. 1.4. Приведенные зависимости коэффициента шума получены при включении транзисторов (как и повсюду в дальнейшем) по схеме с общим эмиттером при нагрузке со стороны входа на сопротивление $R_1 = 300 \text{ ом}$.

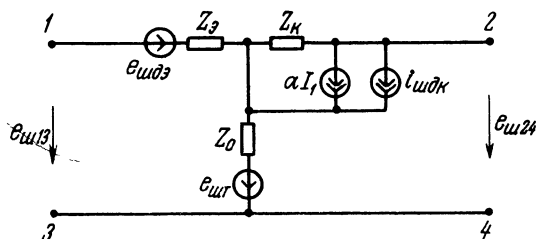


Рис. 1.2. Частичная схема замещения транзистора, учитывающая источники дробового и теплового шумов

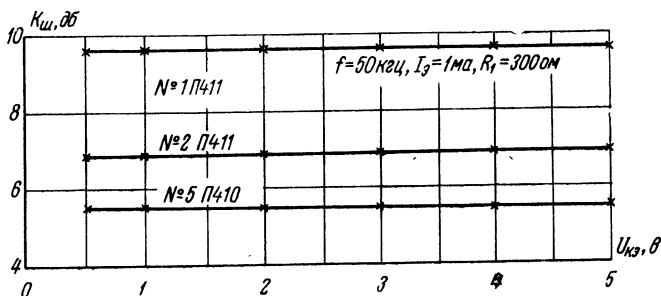


Рис. 1.3. Зависимость коэффициента шума транзисторов типов П410 и П411 от напряжения коллектор—эмиттер

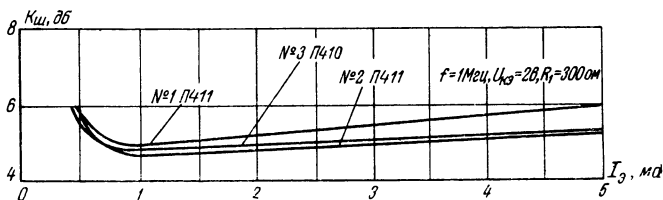


Рис. 1.4. Зависимость коэффициента шума транзисторов типов П410 и П411 от тока эмиттера

1.4. Тепловой шум

При рассмотрении дробового шума предполагалось, что непосредственно к переходу приложено напряжение $U - U_d$. В действительности к нему прикладывается часть напряжения вследствие потерь на контактных сопротивлениях и прилегающих к переходу областях материала с проводимостями p и n . Это учитывается введением в схему замещения последовательно включенного сопротивления $r_{оп}$, величина которого зависит от протекающего через транзистор тока. Напряжение теплового шума, возникающее в сопротивлении, определяется согласно известному выражению:

$$\overline{e_{што}}^2 = 4kT r_{оп} \Delta f. \quad (1.9)$$

Наиболее значимым источником тепловых флуктуаций является сопротивление между внутренним и внешним основаниями транзистора.

При протекании через переход переменного тока изменяется скорость инжекции, рекомбинаций и выхода носителей, благодаря чему возникают модуляционные составляющие, учитываемые в случае необходимости в полном сопротивлении основания транзистора.

1.5. Полная схема замещения

Представленные на рис. 1.1 и 1.2 частичные схемы замещения служат исходными для составления полной схемы замещения, отображающей в совокупности шумовые и усилительные свойства транзистора. На рис. 1.5 приведены полные схемы замещения для трех возможных способов включения транзистора, когда в качестве общего электрода используется основание, эмиттер или коллектор.

Полные шумовые напряжения на входе и выходе транзистора (при разомкнутых зажимах), в зависимости от способа его включения определяются соотношениями:

— при общем основании

$$\overline{e_{ш13о}}^2 = \overline{e_{шпэ}}^2 + \overline{e_{шдэ}}^2 + \overline{e_{што}}^2, \quad (1.10)$$

$$\overline{e_{ш24о}}^2 = \overline{e_{шпк}}^2 + \overline{e_{шдк}}^2 + \overline{e_{што}}^2; \quad (1.11)$$

— при общем эмиттере

$$\overline{e_{ш13э}}^2 = \overline{e_{што}}^2 + \overline{e_{шдэ}}^2 + \overline{e_{шпэ}}^2, \quad (1.12)$$

$$\overline{e_{ш24э}}^2 = \overline{e_{шдэ}}^2 + \overline{e_{шпэ}}^2 + \overline{e_{шдк}}^2 + \overline{e_{шпк}}^2; \quad (1.13)$$

— при общем коллекторе

$$\overline{e_{ш13к}}^2 = \overline{e_{што}}^2 + \overline{e_{шдк}}^2 + \overline{e_{шпк}}^2, \quad (1.14)$$

$$\overline{e_{ш24к}}^2 = \overline{e_{шдэ}}^2 + \overline{e_{шпэ}}^2 + \overline{e_{шдк}}^2 + \overline{e_{шпк}}^2. \quad (1.15)$$

где $e_{шпэ}$ — задающее напряжение источника мерцательного шума эмиттерного перехода; $e_{шдэ}$ — задающее напряжение источника

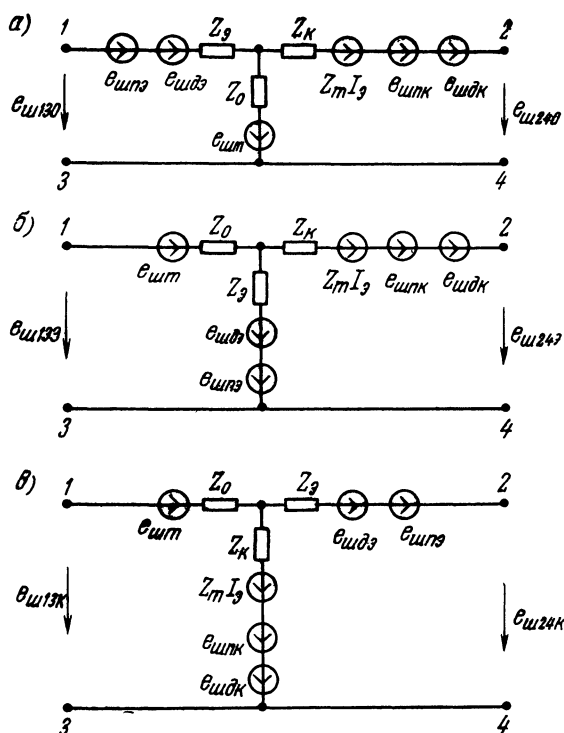


Рис. 1.5. Полная схема замещения транзистора, имеющего:
 а — общее основание; б — общий эмиттер;
 в — общий коллектор

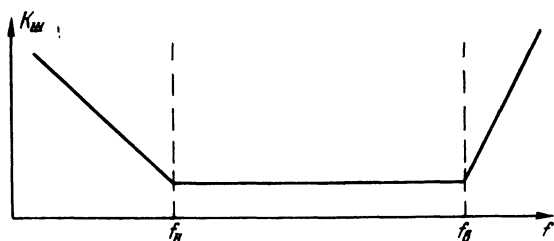


Рис. 1.6. Изменение коэффициента шума транзистора в зависимости от частоты

дробового шума эмиттерного перехода; $e_{шдк}$ — задающее напряжение источника дробового шума коллекторного перехода; $e_{шпк}$ — задающее напряжение источника мерцательного шума коллекторного перехода.

В выражениях (1.10) — (1.15) для полных шумовых напряжений модуляционные составляющие не учитываются.

Изменение коэффициента шума транзистора в зависимости от частоты в общем виде представлено на рис. 1.6. До частоты f_n простирается область преобладания мерцательного шума, выше ее, до частоты f_v , преобладающими являются флуктуации дробового и теплового происхождения. Следующее затем повышение коэффициента шума в основном происходит вследствие падения коэффициента усиления транзистора.

2. ТРАНЗИСТОР — ШУМЯЩИЙ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИК

2.1. Система α -параметров

Исходя из общих положений теории автономных систем передачи [Л5], [Л6], представляется возможным рассматривать транзистор как четырехполюсник, полностью характеризующийся шестью параметрами, из которых четыре являются неавтономными и два автономными.

Автономными параметрами четырехполюсника, как известно, являются задающие напряжения и задающие токи независимых источников. В отличие от зависимых источников, действие которых проявляется только под воздействием внешнего сигнала, независимые источники прямой связи с последним не имеют. В случае рассмотрения шумовых процессов в транзисторах независимыми являются источники шума, учитывающие его внутренние флуктуации. При этом предполагается, что:

а) флуктуации порождаются стационарными процессами, статистические свойства которых во времени сохраняются неизменными.

б) статистические явления подчиняются нормальному закону распределения вероятностей;

в) усилительные свойства транзистора описываются линейными уравнениями;

г) полоса частот, в которой оцениваются флуктуации, достаточно узка.

Источники шума определенным образом включаются между входными и выходными зажимами транзистора. Расположение их зависит от используемой совокупности параметров. Так, например, в системах z , y и h , наиболее часто применяемых для выражения усилительных свойств транзистора, внутренние флуктуации учитываются шумовыми источниками, включенными как со стороны входа, так и со стороны выхода, и могут быть вычислены по составляющим полной схемы замещения или непосредственно измерены.

Для выражения шумовых и усилительных свойств транзистора в принципе пригодна любая из известных систем параметров, вместе с тем выбор наиболее практичной из них имеет немаловажное значение. Включение шумовых источников с двух сторон (на входе и выходе транзистора), как это имеет место в упомянутых системах параметров, требует при анализе шумовых свойств приведения их ко входу или выходу, поэтому такое включение шумовых источни-

ков менее удобно, чем одностороннее. При необходимости, однако, от одной системы параметров к другой можно перейти, воспользовавшись известными пересчетными формулами, которые даны в приложениях 1 и 2.

Возможны две совокупности показателей автономного четырехполосника с односторонним включением независимых источников, образующих системы a - и b -параметров. В первой системе источники шума включены на входе, во второй — со стороны выхода.

Для анализа шумовых свойств транзистора более удобна система a -параметров. Целесообразность использования ее следует из установившейся тенденции оценки флуктуаций электрических цепей посредством отнесенных ко входу показателей шума и рационального выражения шумовых свойств ступенчатого (каскадного) включения транзисторов, наиболее часто используемого в усилительных устройствах, собственные шумы которых являются одним из важнейших качественных показателей.

Шумовые и усилительные свойства транзистора в системе a -параметров характеризуются совокупностью уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= a_{11} U_2 + a_{12} I_2 + e_{\text{ша}} \\ I_1 &= a_{21} U_2 + a_{22} I_2 + i_{\text{ша}} \end{aligned} \right\}, \quad (2.1)$$

где a_{11} — обратный коэффициент усиления по напряжению; a_{12} — прямое переходное сопротивление; a_{21} — обратная переходная проводимость; a_{22} — обратный коэффициент усиления по току; $e_{\text{ша}}$ — задающее суммарное напряжение шума; $i_{\text{ша}}$ — задающий суммарный шумовой ток.

2.2. Усилительные параметры

Пользуясь известным правилом расчленения линейной системы передачи на отдельные составляющие, транзистор можно представить в виде двух включенных каскадно четырехполосников, как показано на рис. 2.1. Первый из них, с внешними зажимами 13—1'3',

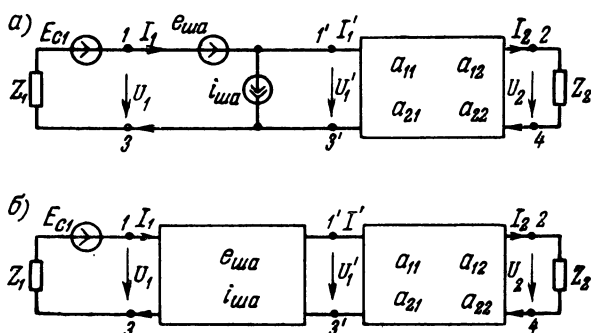


Рис. 2.1. Транзистор—шумящий четырехполосник: а — с включением источников суммарного шума на входе; б — расчлененный на шумовой и бесшумный четырехполосники

содержит только источники шума $e_{шa}$ и $i_{шa}$, поэтому в дальнейшем он называется шумовым четырехполюсником, полностью отображающим флуктуационные свойства транзистора. Второй четырехполюсник, с зажимами 1'3' — 24, характеризует исключительно усиленные свойства транзистора и является его телом¹⁾, между токами и напряжениями которого существуют следующие зависимости [Л7]:

$$\begin{cases} U_{c1} = a_{11} U_{c2} + a_{12} I_{c2} \\ I_{c1} = a_{21} U_{c2} + a_{22} I_{c2} \end{cases}, \quad (2.2)$$

где

$$\begin{aligned} a_{11} &= \left(\frac{U_{c1}}{U_{c2}} \right)_{I_{c2}=0} \approx \left(\frac{U_1}{U_2} \right)_{I_2=0}, & a_{21} &= \left(\frac{I_{c1}}{U_{c2}} \right)_{I_{c2}=0} \approx \left(\frac{I_1}{U_2} \right)_{I_2=0}, \\ a_{12} &= \left(\frac{U_{c1}}{I_{c2}} \right)_{U_{c2}=0} \approx \left(\frac{U_1}{I_2} \right)_{U_2=0}, & a_{22} &\approx \left(\frac{I_{c1}}{I_{c2}} \right)_{U_{c2}=0} \approx \left(\frac{I_1}{I_2} \right)_{U_2=0}. \end{aligned}$$

Равенства $I_{c2}=0$ и $I_2=0$, $U_{c2}=0$ и $U_2=0$ указывают соответственно на холостой ход и короткое замыкание выходных зажимов тела и собственно транзистора, необходимые для определения его параметров. При непосредственном измерении последних влиянием источников шума обычно пренебрегают, принимая во внимание незначительность флуктуационных составляющих в сравнении с полезным сигналом: $e_{шa} \ll E_{c1}$, $i_{шa} \ll I_{c1}$, поэтому

$$\begin{cases} U_1 \approx U_{c1} = a_{11} U_{c2} + a_{12} I_{c2} \\ I_1 \approx I_{c1} = a_{21} U_{c2} + a_{22} I_{c2} \end{cases}. \quad (2.3)$$

Канонические схемы замещения тела транзистора для трех возможных способов его включения (рис. 2.2) имеют определенный физический смысл и получили весьма широкое распространение.

Учитывая, что составляющие z_a , z_o , z_k и z_m в простейшем виде характеризуют усилительные свойства, представляется возможным, по аналогии с понятиями, принятыми для электронных ламп [Л6], именовать эти составляющие *первичными усилительными параметрами транзистора*. Эти параметры полностью определяют поведение последнего при подключении к нему со стороны входа и выхода любых линейных нагрузок. В общем случае первичные усилительные параметры транзистора являются комплексными величинами: $z_a = r_a + ix_a$ — сопротивление эмиттерного перехода; $z_o = r_o + ix_o$ — сопротивление основания; $z_k = r_k + ix_k$ — сопротивление коллекторного перехода; $z_m = r_m + ix_m$ — сопротивление зависимого источника напряжения.

Взаимосвязь первичных усилительных параметров транзистора с другими показателями можно найти, воспользовавшись соотноше-

¹⁾ Телом транзистора, используя понятие теории автономных четырехполюсников [Л5], условимся называть отображающий транзистор четырехполюсник, полная схема замещения которого не содержит источников шума.

ниями между токами и напряжениями в обобщенной цепи передачи неавтономного четырехполюсника [Л15].

Немаловажными в практическом отношении показателями транзистора также являются наибольшее усиление по мощности, которое можно получить, и нагрузки, необходимые для достижения этого усиления. Исходными для определения этих величин могут служить

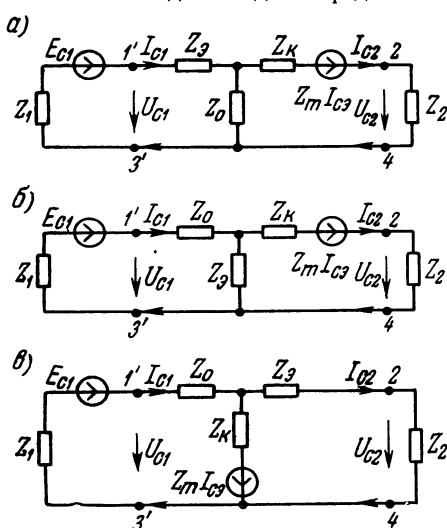


Рис. 2.2. Схемы замещения тела транзистора при:

а — общем основании; *б* — общем эмиттере; *в* — общем коллекторе

первичные усилительные параметры. По аналогии с понятиями, принятыми для электронных ламп, наибольшее усиление по мощности и соответствующие ему входную и выходную нагрузки можно назвать *вторичными усилительными параметрами транзистора*: $K_{\text{нмакс}}$ — наибольший коэффициент усиления транзистора, получаемый при оптимальных нагрузках; $Z_{\text{1опт}}$ — оптимальное сопротивление нагрузки со стороны входа; $Z_{\text{2опт}}$ — то же, со стороны выхода.

Соотношения между наиболее распространенными системами параметров и первичными усилительными параметрами транзистора для трех известных способов его включения даны в приложении 3. Эти соотношения в целом ряде случаев, если при расчетах не требуется

высокой точности, можно значительно упростить. В частности, для диапазона низких частот вполне допустимо пренебрежение мнимыми составляющими полных сопротивлений z_0 , z_k , z_m , а иногда и значениями z_0 и z_k в сравнении с z_k и z_m [Л18].

3. ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ

3.1. Корреляционные соотношения

Шумовые источники $e_{\text{ша}}$ и $i_{\text{ша}}$, учитывающие флуктуации транзистора, в совокупности образуют изображенный на рис. 3.1 фиктивный шумовой четырехполюсник.

На усиление сигнала он непосредственно не влияет, и его функции ограничиваются лишь шумовым воздействием. В этом случае взаимосвязь между токами и напряжениями со стороны входа и выхода шумового четырехполюсника

$$\left. \begin{aligned} I_{ш1} &= I'_{ш1} + i_{ша} \\ U_{ш1} &= U'_{ш1} + e_{ша} \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

в косвенном виде отображает влияние внутренних флуктуаций транзистора на соотношение сигнал/шум.

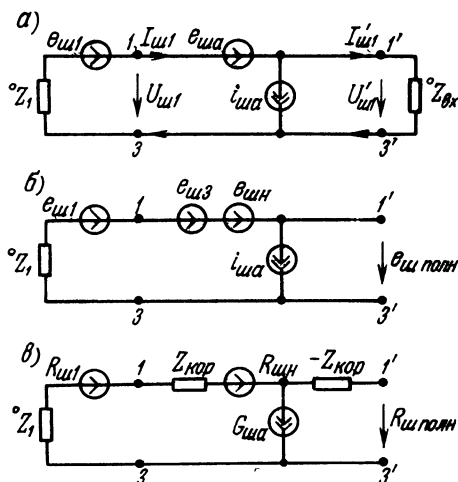


Рис. 3.1. Схемы замещения шумового четырехполюсника;

а — с коррелированными источниками шума; б — при разделенном источнике шумового напряжения; в — с корреляционным сопротивлением шума

Примечание. На рис. 3.1 и далее $^{\circ}Z$ — сопротивление с вынесенным источником шума.

В общем случае источники флуктуаций в транзисторе статистически связаны, что означает зависимость вероятности появления какого-либо значения шумового тока $i_{ша}$ в заданный момент времени от величины напряжения шума $e_{ша}$ в тот же или предшествующие моменты. Статистическая взаимосвязь между источниками шума учитывается коэффициентом корреляции [Л9], [Л10]:

$$\gamma_a = \frac{\overline{i_{ша} e_{ша}^*}}{(\overline{|i_{ша}|^2} \overline{|e_{ша}|^2})^{1/2}}, \quad (3.2)$$

где $\overline{i_{ша} e_{ша}^*}$ — усредненное произведение шумового тока и сопряженного комплекса напряжения шума, которое в общем случае представляет комплексную величину.

При разомкнутых зажимах $I'Z'$ со стороны выхода шумового четырехполюсника полное напряжение шума обуславливается совокупным действием шумовых источников $e_{ш1}$, $i_{ш1}$ и $e_{ш2}$:

$$e_{шполн} = e_{ш1} + e_{ш2} + i_{ш1} Z_1, \quad (3.3)$$

где $e_{ш1}$ — задающее напряжение источника шума вещественной составляющей входной нагрузки.

В выражении среднеквадратичного полного шумового напряжения при коррелированных источниках шума

$$|e_{шполн}|^2 = |e_{ш1}|^2 + |e_{ш2}|^2 - |e_{ш2}|^2 |\gamma_a|^2 + |i_{ш1}|^2 \left| Z_1 + \gamma_a \left(\frac{|e_{ш2}|^2}{|i_{ш1}|^2} \right)^{1/2} \right|^2 \quad (3.4)$$

содержится член $\gamma_a \left(\frac{|e_{ш2}|^2}{|i_{ш1}|^2} \right)^{1/2}$, имеющий размерность сопротивления и зависящий от статистической связи между шумовыми источниками $i_{ш1}$ и $e_{ш2}$. Выражаемая им величина условно называется *корреляционным сопротивлением шума транзистора*, которое в общем случае является комплексным и представляет фиктивное идеально бесшумное сопротивление, обладающее больше свойствами коэффициента пропорциональности, чем сопротивления в обычном его понимании:

$$Z_{кор} = R_{кор} + i X_{кор} = \frac{e_{ш2}^* i_{ш1}}{|i_{ш1}|^2} = \gamma_a \left(\frac{|e_{ш2}|^2}{|i_{ш1}|^2} \right)^{1/2}. \quad (3.5)$$

Корреляционное сопротивление шума, как следует из выражения (3.5), пропорционально коэффициенту корреляции, который, в свою очередь, зависит от когерентности источников флуктуаций и может по абсолютной величине принимать любые значения в пределах $0 \leq |\gamma_a| \leq 1$. Коэффициент корреляции обращается в нуль при статистически независимых источниках шума $i_{ш1}$ и $e_{ш2}$ и равен единице; если эти источники полностью статистически зависимы, что соответствует простой функциональной зависимости между ними.

3.2. Первичные шумовые параметры

В выражении

$$|e_{шполн}|^2 = |e_{ш1}|^2 + |e_{ш2}|^2 - |i_{ш1}|^2 |Z_{кор}|^2 + |i_{ш1}|^2 |Z_1 + Z_{кор}|^2 \quad (3.6)$$

разность между вторым и третьим членами в правой части представляет среднеквадратичное значение статистически независимого шумового напряжения:

$$|e_{шн}|^2 = |e_{ш2}|^2 - |i_{ш1}|^2 |Z_{кор}|^2. \quad (3.7)$$

С учетом соотношения (3.7) выражение (3.6) принимает следующий вид:

$$|e_{шполн}|^2 = |e_{ш1}|^2 + |e_{шн}|^2 + |i_{ш1}|^2 |Z_1 + Z_{кор}|^2. \quad (3.8)$$

На рис. 3.1в представлена схема замещения шумового четырех-полюсника, в которой статистическая связь между источниками флуктуаций учитывается корреляционным сопротивлением шума. Влияние последнего на передачу сигнала возмещается включением на выходе дополнительного сопротивления, по абсолютной величине равного $Z_{кор}$, но с обратным знаком.

Составляющие выражения (3.8) можно заменить соответствующими шумящими эквивалентными сопротивлениями и проводимостью, подобрав величины их таким образом, чтобы удовлетворились равенства:

$$|\overline{e_{шполн}}|^2 = 4k T \Delta f R_{шполн}, \quad (3.9)$$

$$|\overline{e_{ш1}}|^2 = 4k T \Delta f R_{ш1}, \quad (3.10)$$

$$|\overline{e_{шн}}|^2 = 4k T \Delta f R_{шн}, \quad (3.11)$$

$$|\overline{i_{ша}}|^2 = 4k T \Delta f G_{ша}. \quad (3.12)$$

Произведя соответствующие подстановки, получим полное шумовое сопротивление

$$R_{шполн} = R_{ш1} + R_{шн} + G_{ша} |Z_1 + Z_{кор}|^2, \quad (3.13)$$

которое по своему значению равноценно среднеквадратичному шумовому напряжению. Из выражения (3.13) следует, что шумовые свойства транзистора с коррелированными источниками флуктуаций полностью характеризуются тремя величинами: $R_{шн}$ — независимым эквивалентным шумовым сопротивлением; $G_{ша}$ — эквивалентной шумовой проводимостью и $Z_{кор}$ — корреляционным сопротивлением шума, которые в дальнейшем будем называть *первичными шумовыми параметрами транзистора*.

Эти параметры входят в каноническую схему замещения шумового четырехполюсника транзистора¹⁾.

3.3. Вторичные шумовые параметры

Первичные шумовые параметры не позволяют непосредственно оценить влияние внутренних флуктуаций транзистора на соотношение сигнал/помеха. Изменение последнего при прохождении сигнала через транзистор обычно оценивается коэффициентом шума [Л12], [Л13], определяемым в общем виде соотношением

$$K_{ш} = \frac{P_{шз}}{P_{ш1} K_{м}}, \quad (3.14)$$

¹⁾ Иногда для выражения шумовых свойств транзистора используются показатели $R_{ш}, G_{ш}^{*}, Y_{кор}$ [Л2], [Л11], которые связаны с рассматриваемыми параметрами следующими зависимостями: $R_{ш} = R_{шн} + G_{ша} |Z_{кор}|^2$,

$$G_{ш} = \frac{R_{шн}}{|Z_{кор}|^2 + \left(\frac{R_{шн}}{G_{ша}} \right)}; \quad Y_{кор} = \frac{Z_{кор}^{*}}{|Z_{кор}|^2 + \left(\frac{R_{шн}}{G_{ша}} \right)}.$$

где $P_{ш2}$ — полная мощность шума на выходе транзистора; $P_{ш1}$ — мощность шума на выходе, обусловленная флуктуациями внутреннего сопротивления источника сигнала; K_M — коэффициент усиления по мощности.

С целью упрощения дальнейших выкладок условимся считать выходную нагрузку идеально бесшумной, что вполне допустимо при рассмотрении активных компонентов цепей, к которым относится транзистор. Полная мощность шума на выходе в этом случае обуславливается флуктуациями вещественной составляющей внутреннего сопротивления источника сигнала, усиленными в K_M раз, и транзистора:

$$P_{ш2} = P'_{ш2} + P_{ш1} K_M,$$

где $P'_{ш2}$ — мощность шума на выходе, определяемая только внутренними флуктуациями транзистора, поэтому

$$K_{ш} = \frac{P'_{ш2} + P_{ш1} K_M}{P_{ш1} K_M} = \frac{P'_{ш2}}{P_{ш1} K_M} + 1. \quad (3.15)$$

Первый член в выражении (3.15) показывает, во сколько раз отнесенные ко входу шумы транзистора превосходят флуктуации вещественной составляющей входной нагрузки; поэтому он представляет избыточный коэффициент шума [Л9]

$$K_{шн} = \frac{P'_{ш2}}{P_{ш1} K_M}, \quad (3.16)$$

который на единицу меньше обычного, определяемого согласно ф-ле (3.14) или (3.15):

$$K_{шн} = K_{ш} - 1. \quad (3.17)$$

Избыточный коэффициент шума зависит от сопротивления входной нагрузки и принимает минимальное значение при строго определенных вещественной и мнимой составляющих.

По аналогии с понятиями, принятыми для электронных ламп, представляется возможным в качестве *вторичных шумовых параметров транзистора* принять $K_{шн \text{ мин}}$ — минимальный избыточный коэффициент шума транзистора и $Z_{1 \text{ мин}}$ — сопротивление нагрузки со стороны входа, при котором достигается минимальный избыточный коэффициент шума. Эти показатели в полной мере характеризуют флуктуационные свойства транзистора в отношении достижения минимального ухудшения соотношения сигнал/шум.

3.4. Соотношения между шумовыми параметрами

Для выяснения влияния входной нагрузки на избыточный коэффициент шума транзистора выразим его через шумовые напряжения:

$$K_{шн} = \frac{|\overline{e_{шполн}}|^2 - |\overline{e_{ш1}}|^2}{|\overline{e_{ш1}}|^2} = \frac{|\overline{e_{шполн}}|^2}{|\overline{e_{ш1}}|^2} - 1. \quad (3.18)$$

Используя равенства (3.9) и (3.10), получим

$$K_{\text{шн}} = \frac{R_{\text{шполн}}}{R_{\text{шн}}} - 1 \quad (3.19)$$

и окончательно согласно уравнению (3.13)

$$K_{\text{шн}} = \frac{R_{\text{шн}} + G_{\text{ша}} |Z_1 + Z_{\text{кор}}|^2}{R_{\text{шн}}} \quad (3.20)$$

Отсюда видно, что избыточный коэффициент шума транзистора зависит от его первичных шумовых параметров и сопротивления входной нагрузки, которое в общем случае представляет комплексную величину.

Изменение коэффициента шума транзистора при варьировании составляющими сопротивления источника сигнала, полученное расчетным и опытным путем для высокочастотных транзисторов типов П410 и П411, представлено на рис. 3.2 и 3.3. На рис. 3.2 показано изменение коэффициента шума в зависимости от вещественной составляющей входной нагрузки при неизменной мнимой компоненте в одном случае индуктивного характера, а в другом — емкостного. Интересно заметить, что при заданных $|X_{1L}| = |X_{1C}|$ наименьшие величины коэффициент шума достигает при индуктивном характере сопротивления нагрузки. На рис. 3.3 представлены зависимости коэффициента шума для тех же транзисторов от мнимой составляющей сопротивления источника сигнала при неизменных вещественных компонентах. Здесь также коэффициент шума имеет минимальную величину при индуктивном характере сопротивления нагрузки.

Оптимальный избыточный коэффициент шума транзистора при варьировании вещественной составляющей источника сигнала находится дифференцированием уравнения (3.20) по $R_{\text{шн}}$ с последующим приравниванием производной нулю и решением полученного уравнения. В результате этого находится оптимальное значение вещественной составляющей входной нагрузки:

$$R_{1 \text{ опт}} = \left[\frac{R_{\text{шн}}}{G_{\text{ша}}} + R_{\text{кор}}^2 + (X_1 + X_{\text{кор}})^2 \right]^{1/2}, \quad (3.21)$$

$$R_{1 \text{ опт}} = \left(\frac{R_{\text{шн}}}{G_{\text{ша}}} + |iX_1 + Z_{\text{кор}}|^2 \right)^{1/2}, \quad (3.22)$$

которая, как и избыточный коэффициент шума, зависит от мнимой компоненты, что следует из рис. 3.4. При индуктивном характере нагрузки вещественная составляющая принимает минимальное значение подобно тому, как это имело место для коэффициента шума.

Выполнение равенства, определяемого выражением (3.21) или (3.22), в дальнейшем представляется возможным называть *условием шумового согласования транзистора*.

Оптимальный избыточный коэффициент шума транзистора находится подстановкой в уравнение (3.20) выражений (3.21) и (3.22):

$$K_{\text{шн опт}} = \frac{1}{R_{1 \text{ опт}}} \{ R_{\text{шн}} + G_{\text{ша}} [(R_{1 \text{ опт}} + R_{\text{кор}})^2 + (X_1 + X_{\text{кор}})^2] \}, \quad (3.23)$$

$$K_{\text{ши опт}} = 2 G_{\text{ша}} \left[\left(\frac{R_{\text{шн}}}{G_{\text{ша}}} + |i X_1 + Z_{\text{кор}}|^2 \right)^{1/2} + R_{\text{кор}} \right], \quad (3.24)$$

$$K_{\text{ши опт}} = 2 G_{\text{ша}} (R_{1 \text{ опт}} + R_{\text{кор}}). \quad (3.25)$$

Зависимость оптимального коэффициента шума от мнимой составляющей входной нагрузки показана на рис. 3.5. В одном случае она получена при емкостном ее характере, а в другом — при индуктивном. Специфичным для данной зависимости также является то,

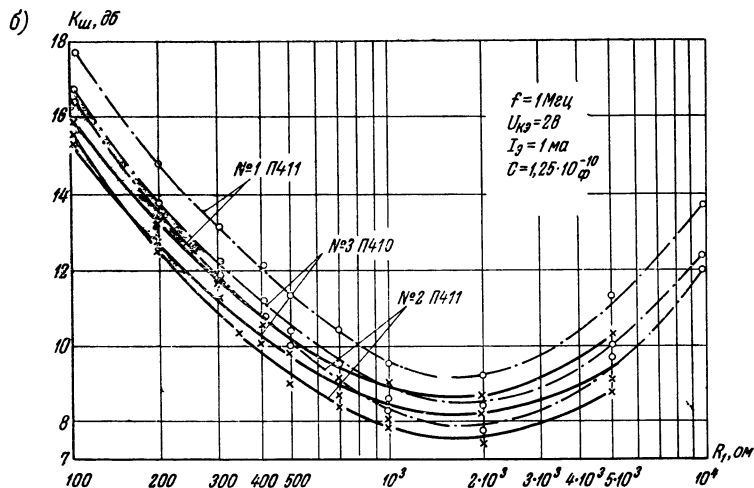
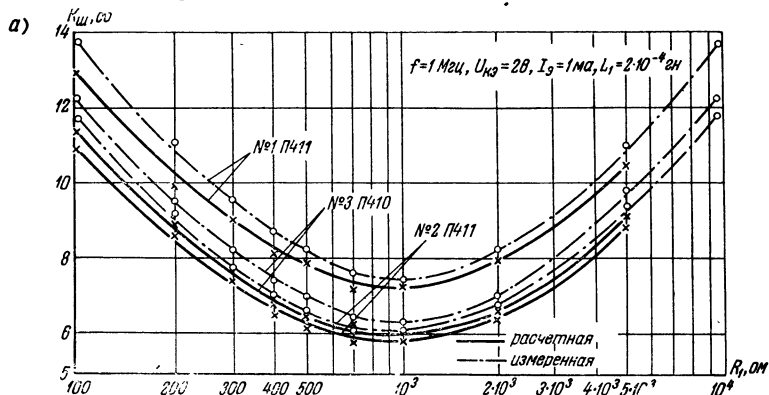


Рис. 3.2. Зависимость коэффициента шума транзисторов типов П410 и П411 от вещественной составляющей при входной нагрузке:

а — индуктивного характера; б — емкостного характера

что минимальная величина коэффициента шума достигается при вполне определенной индуктивной составляющей входной нагрузки. Этому соответствует, как следует из выражений (3.23)—(3.25), взаимная компенсация мнимых составляющих внутреннего сопротивления источника сигнала и корреляционного сопротивления шума:

$$X_{\text{кор}} = -X_1, \quad (3.26)$$

поэтому в дальнейшем представляется возможным равенство (3.26) называть *условием шумового сопряжения транзистора*. При выполнении этого условия достигается минимальная величина вещественной составляющей сопротивления источника сигнала

$$R_{1 \text{ мин}} = \left(\frac{R_{\text{шн}}}{G_{\text{ша}}} + R_{\text{кор}}^2 \right)^{1/2}, \quad (3.27)$$

при которой избыточный коэффициент шума транзистора минимален:

$$K_{\text{шн мин}} = \frac{1}{R_{1 \text{ мин}}} [R_{\text{шн}} + G_{\text{ша}} (R_{1 \text{ мин}} + R_{\text{кор}})^2], \quad (3.28)$$

$$K_{\text{шн мин}} = 2 G_{\text{ша}} \left[\left(\frac{R_{\text{шн}}}{G_{\text{ша}}} + R_{\text{кор}}^2 \right)^{1/2} + R_{\text{кор}} \right], \quad (3.29)$$

$$K_{\text{шн мин}} = 2 G_{\text{ша}} (R_{1 \text{ мин}} + R_{\text{кор}}). \quad (3.30)$$

Выражения (3.26)—(3.30) в общем виде отображают характер зависимостей между первичными и вторичными шумовыми параметрами транзистора. Они могут быть упрощены при граничных значениях коэффициента корреляции:

1. $|\gamma_a| = 0$, между источниками флуктуаций статистическая связь отсутствует, корреляционное сопротивление шума, как следует из выражения (3.5), обращается в нуль. В этом случае шумовые свойства транзистора полностью характеризуются двумя первичными шумовыми параметрами — $R_{\text{ша}}$ и $G_{\text{ша}}$. Избыточный коэффициент шума при отсутствии корреляционной связи, как следует из ур-ния (3.20),

$$K_{\text{шн}} = \frac{R_{\text{ша}} + G_{\text{ша}} |Z_1|^2}{R_{\text{ш1}}}, \quad (3.31)$$

а оптимальная величина его достигается при вещественной составляющей входной нагрузки, определяемой из выражений (3.21) и (3.22),

$$R_{1 \text{ опт}} = \left(\frac{R_{\text{ша}}}{G_{\text{ша}}} + X_1^2 \right)^{1/2} \quad (3.32)$$

и находится, согласно ур-ниям (3.23)—(3.25), по формулам:

$$K_{\text{шн опт}} = \frac{1}{R_{1 \text{ опт}}} [R_{\text{ша}} + G_{\text{ша}} (R_{1 \text{ опт}}^2 + X_1^2)], \quad (3.33)$$

$$K_{\text{шн опт}} = 2 G_{\text{ша}} \left(\frac{R_{\text{ша}}}{G_{\text{ша}}} + X_1^2 \right)^{1/2}, \quad (3.34)$$

$$K_{\text{шн опт}} = 2 G_{\text{ша}} R_{1 \text{ опт}}. \quad (3.35)$$

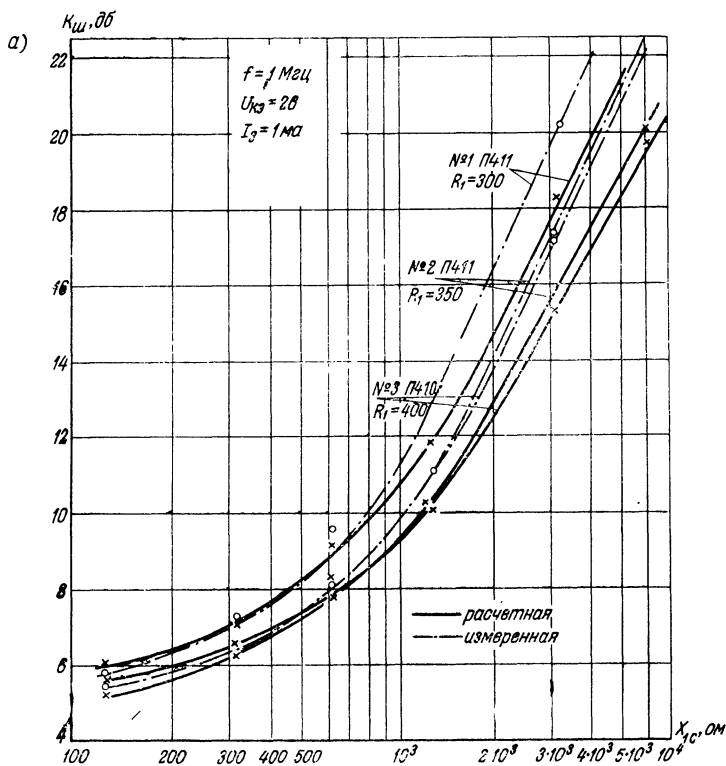
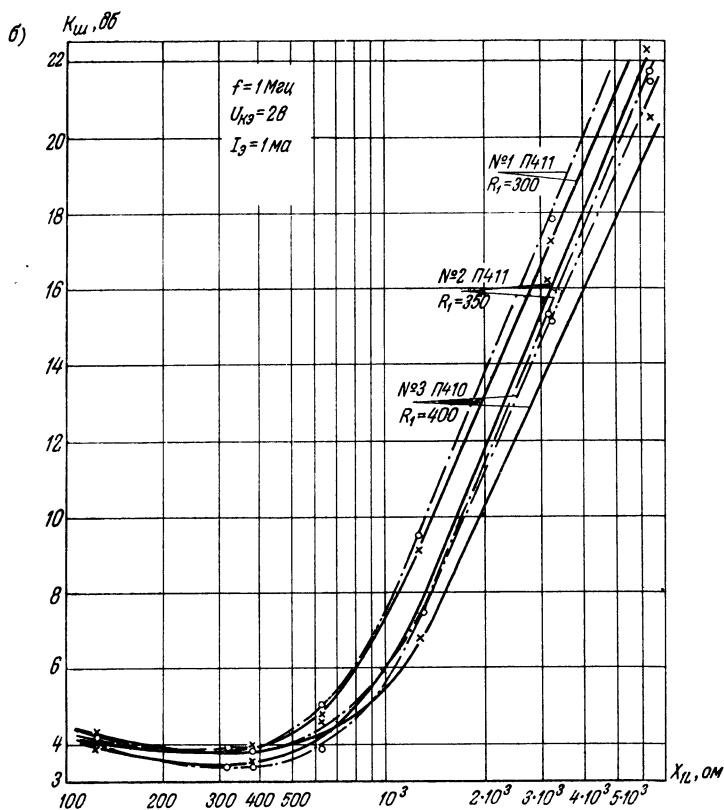


Рис. 3.3. Зависимость коэффициента шума транзисторов типов
а — емкостного характера;



П410 и П411 от мнимой составляющей при входной нагрузке:
 б — индуктивного характера

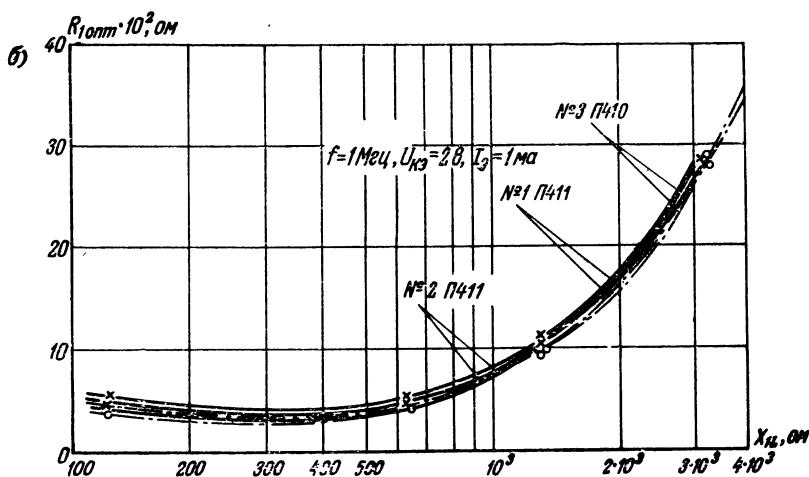
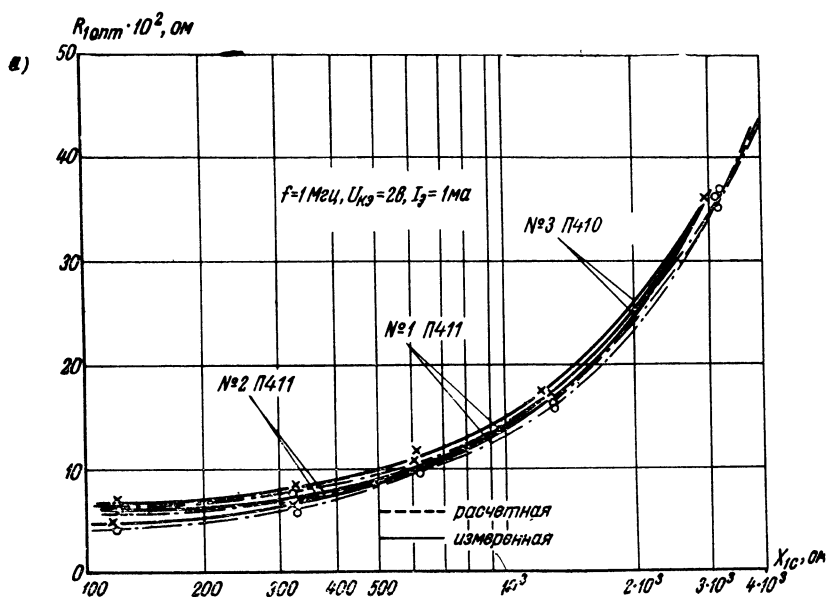


Рис. 3.4. Зависимость оптимальной вещественной составляющей входной нагрузки транзисторов типов П410 и П411 от мнимой компоненты:

а — емкостного характера; б — индуктивного характера

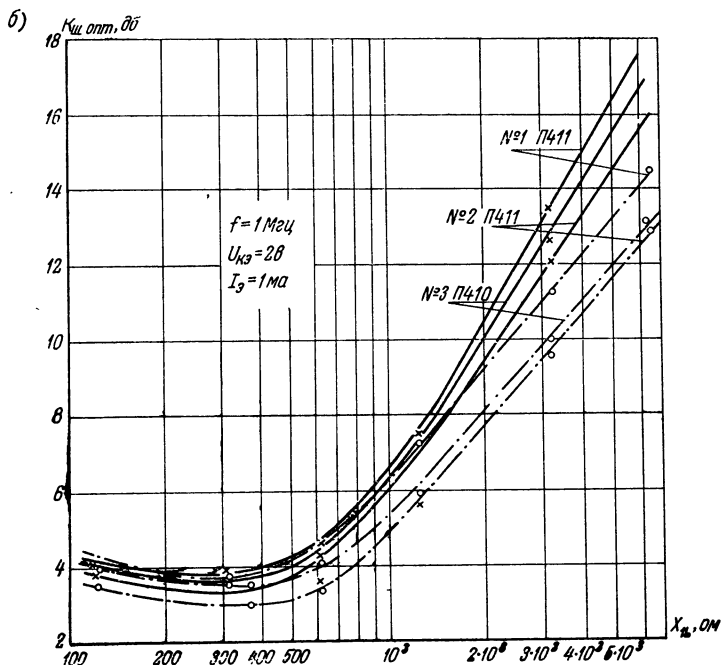
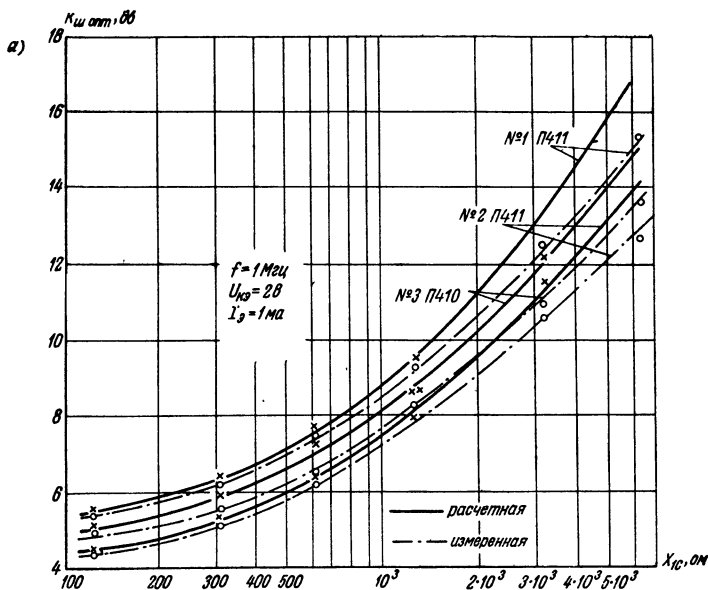


Рис. 3.5. Зависимость оптимального коэффициента шума транзисторов типов П410 и П411 от мнимой составляющей входной нагрузки:

а — емкостного характера; б — индуктивного характера

2. $|\gamma_a| = 1$, при простой функциональной зависимости корреляционное сопротивление шума, согласно выражению (3.5), можно представить в виде чисто вещественной величины

$$Z_{\text{кор}} = \left(\frac{R_{\text{ша}}}{G_{\text{ша}}} \right)^{1/2} = R_{\text{кор}}. \quad (3.36)$$

Избыточный коэффициент шума транзистора в этом случае, согласно выражению (3.20),

$$K_{\text{шн}} = \frac{1}{R_{\text{ш1}}} (R_{\text{ша}} + G_{\text{ша}} |Z_1 + R_{\text{кор}}|^2) \quad (3.37)$$

имеет оптимальное значение при

$$R_1 \text{ опт} = \left(\frac{R_{\text{ша}}}{G_{\text{ша}}} + R_{\text{кор}}^2 + X_1^2 \right)^{1/2}, \quad (3.38)$$

$$R_1 \text{ опт} = \left(\frac{R_{\text{ша}}}{G_{\text{ша}}} + |i X_1 + R_{\text{кор}}|^2 \right)^{1/2} \quad (3.39)$$

и определяется выражениями:

$$K_{\text{шн опт}} = \frac{1}{R_1 \text{ опт}} \{ R_{\text{ша}} + G_{\text{ша}} [(R_1 \text{ опт} + R_{\text{кор}})^2 + X_1^2] \}, \quad (3.40)$$

$$K_{\text{шн опт}} = 2 G_{\text{ша}} \left[\left(\frac{R_{\text{ша}}}{G_{\text{ша}}} + |i X_1 + R_{\text{кор}}|^2 \right)^{1/2} + R_{\text{кор}} \right], \quad (3.41)$$

$$K_{\text{шн опт}} = 2 G_{\text{ша}} (R_1 \text{ опт} + R_{\text{кор}}). \quad (3.42)$$

Полученные соотношения между первичными и вторичными шумовыми параметрами охватывают возможные случаи корреляционной взаимосвязи между источниками флуктуаций транзистора. Вопрос об использовании их в том или ином конкретном случае обычно решается на основе расчетов или экспериментальных данных. При этом необходимо иметь в виду, что корреляционная взаимосвязь между шумовыми источниками в значительной мере зависит от рабочего диапазона частот и режима работы транзистора по постоянному току.

4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ НИЗКОШУМЯЩИХ ЦЕПЕЙ

4.1. Ступенчатое соединение транзисторов

Полученные соотношения между шумовыми параметрами транзистора позволяют установить вполне определенные принципы проектирования электрических цепей, оптимальных по шумовым показателям, представляющих в общем случае сложные соединения активных и пассивных элементов.

Принимая во внимание, что при проектировании функциональных узлов устройств связи наиболее часто используется ступенчатое включение транзисторов, остановимся на нем более подробно.

Ступенчатое соединение, образованное из μ -числа транзисторов T и промежуточных пассивных четырехполюсников Π , представлено на рис. 4.1, со стороны входа и выхода к нему соответственно подключены комплексные нагрузки Z_1 и Z_2 .

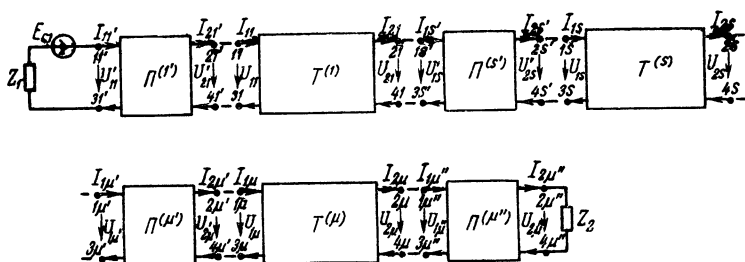


Рис. 4.1. Ступенчатое (каскадное) соединение транзисторов и пассивных четырехполюсников

Входящие в это соединение пассивные четырехполюсники в той или иной мере влияют на интенсивность флуктуаций, наблюдаемых на выходе цепи. В отличие от флуктуаций в транзисторах, шумы пассивных элементов (сопротивлений, трансформаторов и т. д.), за исключением некоторых особых случаев, обуславливаются тепловыми процессами.

Транзисторы при ступенчатом соединении, например, в многокаскадном усилителе, в общем случае имеют неодинаковые показатели.

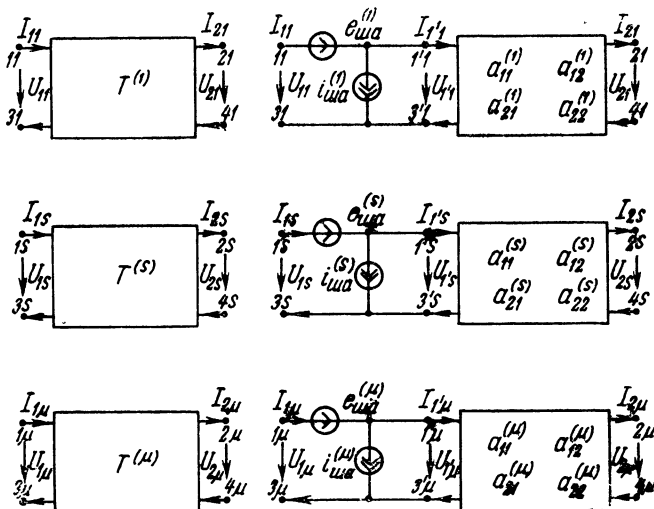


Рис. 4.2. Транзисторы ступенчатого соединения, расчлененные на шумовые и бесшумные четырехполюсники

Объясняется это отчасти использованием транзисторов различных типов: низкошумящих на входе и более мощных в выходной ступени, а также неодинаковыми режимами работы по постоянному току. По этой причине даже однотипные элементы могут иметь одноименные параметры (без учета производственного разброса), различной величины, которые к тому же зависят от способа включения.

На рис. 4.2 порознь изображены входящие в ступенчатое соединение транзисторы, шумовые параметры которых сведены в табл. 4.1, а усилительные параметры — в табл. 4.2. Пассивные четырехполюсники, представленные в отдельности на рис. 4.3, в общем случае также имеют разнородную структуру и различающиеся по величине параметры.

Компоненты ступенчатого соединения сгруппированы определенным образом. Так, на входе $T^{(s)}$ транзистора, состоящего из шумового четырехполюсника с источниками $e_{ша}^{(s)}$, $i_{ша}^{(s)}$ и тела, имеющего параметры $a_{11}^{(s)}$, $a_{12}^{(s)}$, $a_{21}^{(s)}$ и $a_{22}^{(s)}$, включена промежуточная цепь $\Pi^{(s')}$, связывающая его с предыдущей ступенью. По такому же

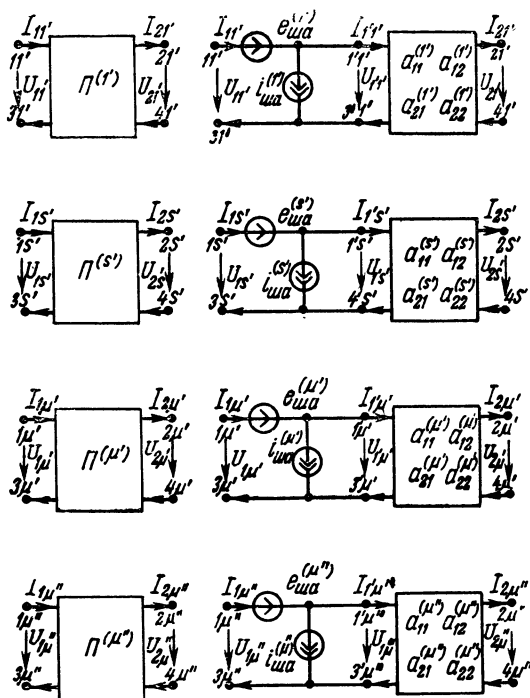


Рис. 4.3. Пассивные компоненты ступенчатого соединения, расчлененные на шумовые и бесшумные четырехполюсники

Таблица 4.1

Степень	Параметр	Расчетные формулы при включении транзистора с		
		общим основанием	общим эмиттером	общим коллектором
1	$G_{\text{ша}}^{(1)}$	$\frac{ i_{\text{ша0}}^{(1)} ^2}{4kT \Delta f}$	$\frac{ i_{\text{шаэ}}^{(1)} ^2}{4kT \Delta f}$	$\frac{ i_{\text{шак}}^{(1)} ^2}{4kT \Delta f}$
	$R_{\text{шн}}^{(1)}$	$\frac{ e_{\text{шн0}}^{(1)} ^2}{4kT \Delta f}$	$\frac{ e_{\text{шнэ}}^{(1)} ^2}{4kT \Delta f}$	$\frac{ e_{\text{шнк}}^{(1)} ^2}{4kT \Delta f}$
	$Z_{\text{кор}}^{(1)}$	$\gamma_{a0}^{(1)} \left(\frac{ e_{\text{ша0}}^{(1)} ^2}{ i_{\text{ша0}}^{(1)} ^2} \right)^{1/2}$	$\gamma_{aэ}^{(1)} \left(\frac{ e_{\text{шаэ}}^{(1)} ^2}{ i_{\text{шаэ}}^{(1)} ^2} \right)^{1/2}$	$\gamma_{ак}^{(1)} \left(\frac{ e_{\text{шак}}^{(1)} ^2}{ i_{\text{шак}}^{(1)} ^2} \right)^{1/2}$
s	$G_{\text{ша}}^{(s)}$	$\frac{ i_{\text{ша0}}^{(s)} ^2}{4kT \Delta f}$	$\frac{ i_{\text{шаэ}}^{(s)} ^2}{4kT \Delta f}$	$\frac{ i_{\text{шак}}^{(s)} ^2}{4kT \Delta f}$
	$R_{\text{шн}}^{(s)}$	$\frac{ e_{\text{шн0}}^{(s)} ^2}{4kT \Delta f}$	$\frac{ e_{\text{шнэ}}^{(s)} ^2}{4kT \Delta f}$	$\frac{ e_{\text{шнк}}^{(s)} ^2}{4kT \Delta f}$
	$Z_{\text{кор}}^{(s)}$	$\gamma_{a0}^{(s)} \left(\frac{ e_{\text{ша0}}^{(s)} ^2}{ i_{\text{ша0}}^{(s)} ^2} \right)^{1/2}$	$\gamma_{aэ}^{(s)} \left(\frac{ e_{\text{шаэ}}^{(s)} ^2}{ i_{\text{шаэ}}^{(s)} ^2} \right)^{1/2}$	$\gamma_{ак}^{(s)} \left(\frac{ e_{\text{шак}}^{(s)} ^2}{ i_{\text{шак}}^{(s)} ^2} \right)^{1/2}$
μ	$G_{\text{ша}}^{(\mu)}$	$\frac{ i_{\text{ша0}}^{(\mu)} ^2}{4kT \Delta f}$	$\frac{ i_{\text{шаэ}}^{(\mu)} ^2}{4kT \Delta f}$	$\frac{ i_{\text{шак}}^{(\mu)} ^2}{4kT \Delta f}$
	$R_{\text{шн}}^{(\mu)}$	$\frac{ e_{\text{шн0}}^{(\mu)} ^2}{4kT \Delta f}$	$\frac{ e_{\text{шнэ}}^{(\mu)} ^2}{4kT \Delta f}$	$\frac{ e_{\text{шнк}}^{(\mu)} ^2}{4kT \Delta f}$
	$Z_{\text{кор}}^{(\mu)}$	$\gamma_{a0}^{(\mu)} \left(\frac{ e_{\text{ша0}}^{(\mu)} ^2}{ i_{\text{ша0}}^{(\mu)} ^2} \right)^{1/2}$	$\gamma_{aэ}^{(\mu)} \left(\frac{ e_{\text{шаэ}}^{(\mu)} ^2}{ i_{\text{шаэ}}^{(\mu)} ^2} \right)^{1/2}$	$\gamma_{ак}^{(\mu)} \left(\frac{ e_{\text{шак}}^{(\mu)} ^2}{ i_{\text{шк}}^{(\mu)} ^2} \right)^{1/2}$

Таблица 4.2

Сту- пень	Параметр	Расчетные формулы при включении транзистора с		
		общим основанием	общим эмиттером	общим коллектором
1	$a_{11}^{(1)}$	$\frac{z_{\text{э}}^{(1)} + z_{\text{о}}^{(1)}}{z_{\text{б}}^{(1)} + a^{(1)} z_{\text{к}}^{(1)}}$	$\frac{z_{\text{б}}^{(1)} + z_{\text{э}}^{(1)}}{z_{\text{э}}^{(1)} - a^{(1)} z_{\text{к}}^{(1)}}$	$\frac{z_{\text{о}}^{(1)} + z_{\text{к}}^{(1)}}{z_{\text{к}}^{(1)}}$
	$a_{12}^{(1)}$	$\frac{z_{\text{э}}^{(1)} (z_{\text{о}}^{(1)} + z_{\text{к}}^{(1)}) + z_{\text{б}}^{(1)} z_{\text{к}}^{(1)} (1 - a^{(1)})}{z_{\text{б}}^{(1)} + a^{(1)} z_{\text{к}}^{(1)}}$	$\frac{z_{\text{э}}^{(1)} (z_{\text{б}}^{(1)} + z_{\text{к}}^{(1)}) + z_{\text{о}}^{(1)} z_{\text{к}}^{(1)} (1 - a^{(1)})}{z_{\text{э}}^{(1)} - a^{(1)} z_{\text{к}}^{(1)}}$	$\frac{z_{\text{э}}^{(1)} (z_{\text{о}}^{(1)} + z_{\text{к}}^{(1)}) + z_{\text{б}}^{(1)} z_{\text{к}}^{(1)} (1 - a^{(1)})}{z_{\text{к}}^{(1)}}$
	$a_{21}^{(1)}$	$\frac{1}{z_{\text{б}}^{(1)} + a^{(1)} z_{\text{к}}^{(1)}}$	$\frac{1}{z_{\text{э}}^{(1)} - a^{(1)} z_{\text{к}}^{(1)}}$	$\frac{1}{z_{\text{к}}^{(1)}}$
	$a_{22}^{(1)}$	$\frac{z_{\text{о}}^{(1)} + z_{\text{к}}^{(1)}}{z_{\text{б}}^{(1)} + a^{(1)} z_{\text{к}}^{(1)}}$	$\frac{z_{\text{э}}^{(1)} + z_{\text{к}}^{(1)} (1 - a^{(1)})}{z_{\text{э}}^{(1)} - a^{(1)} z_{\text{к}}^{(1)}}$	$\frac{z_{\text{э}}^{(1)} + z_{\text{к}}^{(1)} (1 - a^{(1)})}{z_{\text{к}}^{(1)}}$
s	$a_{11}^{(s)}$	$\frac{z_{\text{э}}^{(s)} + z_{\text{б}}^{(s)}}{z_{\text{б}}^{(s)} + a^{(s)} z_{\text{к}}^{(s)}}$	$\frac{z_{\text{б}}^{(s)} + z_{\text{э}}^{(s)}}{z_{\text{э}}^{(s)} - a^{(s)} z_{\text{к}}^{(s)}}$	$\frac{z_{\text{б}}^{(s)} + z_{\text{к}}^{(s)}}{z_{\text{к}}^{(s)}}$

Ступень	Параметр	Расчетные формулы при включении транзистора в		
		общим основанием	общим эмиттером	общим коллектором
с	$a_{12}^{(s)}$	$\frac{Z_{\vartheta}^{(s)} (Z_{\text{O}}^{(s)} + Z_{\text{K}}^{(s)}) + \rightarrow}{Z_{\text{O}}^{(s)} + a^{(s)} Z_{\text{K}}^{(s)} \rightarrow + Z_{\text{O}}^{(s)} Z_{\text{K}}^{(s)} (1 - a^{(s)})}$	$\frac{Z_{\vartheta}^{(s)} (Z_{\text{O}}^{(s)} + Z_{\text{K}}^{(s)}) + \rightarrow}{Z_{\vartheta}^{(s)} - a^{(s)} Z_{\text{K}}^{(s)} \rightarrow + Z_{\text{O}}^{(s)} Z_{\text{K}}^{(s)} (1 - a^{(s)})}$	$\frac{Z_{\vartheta}^{(s)} (Z_{\text{O}}^{(s)} + Z_{\text{K}}^{(s)}) + \rightarrow}{\rightarrow + Z_{\text{O}}^{(s)} Z_{\text{K}}^{(s)} (1 - a^{(s)})}$
	$a_{21}^{(s)}$	$\frac{1}{Z_{\text{O}}^{(s)} + a^{(s)} Z_{\text{K}}^{(s)}}$	$\frac{1}{Z_{\vartheta}^{(s)} - a^{(s)} Z_{\text{K}}^{(s)}}$	$\frac{1}{Z_{\text{K}}^{(s)}}$
	$a_{22}^{(s)}$	$\frac{Z_{\text{O}}^{(s)} + Z_{\text{K}}^{(s)}}{Z_{\text{O}}^{(s)} + a^{(s)} Z_{\text{K}}^{(s)}}$	$\frac{Z_{\vartheta}^{(s)} + Z_{\text{K}}^{(s)} (1 - a^{(s)})}{Z_{\vartheta}^{(s)} - a^{(s)} Z_{\text{K}}^{(s)}}$	$\frac{Z_{\vartheta}^{(s)} + Z_{\text{K}}^{(s)} (1 - a^{(s)})}{Z_{\text{K}}^{(s)}}$
μ	$a_{11}^{(\mu)}$	$\frac{Z_{\vartheta}^{(\mu)} + Z_{\text{O}}^{(\mu)}}{Z_{\text{O}}^{(\mu)} + a^{(\mu)} Z_{\text{K}}^{(\mu)}}$	$\frac{Z_{\text{O}}^{(\mu)} + Z_{\vartheta}^{(\mu)}}{Z_{\vartheta}^{(\mu)} - a^{(\mu)} Z_{\text{K}}^{(\mu)}}$	$\frac{Z_{\text{O}}^{(\mu)} + Z_{\text{K}}^{(\mu)}}{Z_{\text{K}}^{(\mu)}}$

Ступень	Расчетные формулы при включении транзистора с			
	Параметр	общим основанием	общим эмиттером	общим коллектором
II	$a_{12}^{(1)}$	$\frac{Z_9^{(1)} \left(Z_0^{(1)} + Z_K^{(1)} \right) + \rightarrow}{Z_0^{(1)} + a^{(1)} Z_K^{(1)} \rightarrow + Z_0^{(1)} Z_K^{(1)} \left(1 - a^{(1)} \right)}$	$\frac{Z_9^{(1)} \left(Z_0^{(1)} + Z_K^{(1)} \right) + \rightarrow}{Z_9^{(1)} - a^{(1)} Z_K^{(1)} \rightarrow + Z_0^{(1)} Z_K^{(1)} \left(1 - a^{(1)} \right)}$	$\frac{Z_9^{(1)} \left(Z_0^{(1)} + Z_K^{(1)} \right) + \rightarrow}{Z_K^{(1)} \rightarrow + Z_0^{(1)} Z_K^{(1)} \left(1 - a^{(1)} \right)}$
	$a_{21}^{(1)}$	$\frac{1}{Z_0^{(1)} + a^{(1)} Z_K^{(1)}}$	$\frac{1}{Z_9^{(1)} - a^{(1)} Z_K^{(1)}}$	$\frac{1}{Z_K^{(1)}}$
	$a_{22}^{(1)}$	$\frac{Z_0^{(1)} + Z_K^{(1)}}{Z_0^{(1)} + a^{(1)} Z_K^{(1)}}$	$\frac{Z_9^{(1)} + Z_K^{(1)} \left(1 - a^{(1)} \right)}{Z_9^{(1)} - a^{(1)} Z_K^{(1)}}$	$\frac{Z_9^{(1)} + Z_K^{(1)} \left(1 - a^{(1)} \right)}{Z_K^{(1)}}$

принципу группируются и все другие ступени сложного соединения.

С выходной нагрузкой оконечный транзистор соединяется цепью $\Pi^{(\mu)}$, которая в усилителях обычно представляет согласующий трансформатор.

Заменяв ступенчатое соединение представленным на рис. 4.4 результирующим шумящим четырехполюсником, можно показать, что

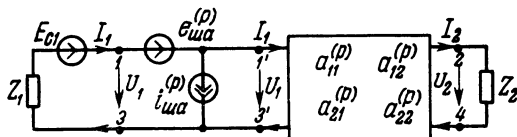


Рис. 4.4. Результирующий шумящий четырехполюсник, расчлененный на результирующие шумовой и бесшумный четырехполюсники

шумовые и усилительные свойства его выражаются шестью величинами, которыми в системе a -параметров являются результирующие шумовые напряжения и токи $e_{ша}^{(p)}$, $i_{ша}^{(p)}$ и результирующие параметры $a_{11}^{(p)}$, $a_{12}^{(p)}$, $a_{21}^{(p)}$, $a_{22}^{(p)}$, входящие в систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= U_2 a_{11}^{(p)} + I_2 a_{21}^{(p)} + e_{ша}^{(p)} \\ I_1 &= U_2 a_{12}^{(p)} + I_2 a_{22}^{(p)} + i_{ша}^{(p)} \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

Расчленив по известному принципу результирующий шумящий четырехполюсник, представим его состоящим из двух частей: результирующего шумового четырехполюсника, включенного между зажимами 13 — 1'3', и результирующего тела — между зажимами 1'3' — 24. Воспользовавшись известными из теории автономного четырехполюсника соотношениями [Л5], найдем в матричной форме следующие зависимости для результирующих шумовых тока и напряжения:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e_{ша}^{(p)} \\ i_{ша}^{(p)} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e_{ша}^{(1)} \\ i_{ша}^{(1)} \end{bmatrix} + a^{(1)} \begin{bmatrix} e_{ша}^{(2)} \\ i_{ша}^{(2)} \end{bmatrix} + \dots + a^{(1)} a^{(2)} \dots a^{(s-1)} \times \\ &\times \begin{bmatrix} e_{ша}^{(s)} \\ i_{ша}^{(s)} \end{bmatrix} + a^{(1)} a^{(2)} \dots a^{(s)} \dots a^{(\mu-1)} \begin{bmatrix} e_{ша}^{(\mu)} \\ i_{ша}^{(\mu)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.2)$$

и для результирующих параметров передачи:

$$\begin{aligned} a^{(p)} &= a^{(1)} a^{(2)} \dots a^{(s)} \dots a^{(\mu)} = \\ &= \begin{bmatrix} a_{11}^{(1)} & a_{12}^{(1)} \\ a_{21}^{(1)} & a_{22}^{(1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11}^{(2)} & a_{12}^{(2)} \\ a_{21}^{(2)} & a_{22}^{(2)} \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} a_{11}^{(s)} & a_{12}^{(s)} \\ a_{21}^{(s)} & a_{22}^{(s)} \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} a_{11}^{(\mu)} & a_{12}^{(\mu)} \\ a_{21}^{(\mu)} & a_{22}^{(\mu)} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (4.3)$$

Напряжения и токи на зажимах s -го транзистора (или промежуточной цепи) связаны с показателями результирующего четырехполюсника следующими зависимостями:

$$\begin{bmatrix} U_1^{(s)} \\ I_1^{(s)} \end{bmatrix} = a^{(s)} a^{(s+1)} \dots a^{(\mu)} \begin{bmatrix} U_2^{(p)} \\ I_2^{(p)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{шa}^{(p)} \\ i_{шa}^{(p)} \end{bmatrix} + \\ + a^{(s)} \begin{bmatrix} e_{шa}^{(s+1)} \\ i_{шa}^{(s+1)} \end{bmatrix} + a^{(s)} a^{(s+1)} \dots a^{(\mu-1)} \begin{bmatrix} e_{шa}^{(\mu)} \\ i_{шa}^{(\mu)} \end{bmatrix}, \quad (4.4)$$

$$\begin{bmatrix} U_2^{(s)} \\ I_2^{(s)} \end{bmatrix} = [a^{(1)} \ a^{(2)} \ \dots \ a^{(s)}]^{-1} \left(\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{шa}^{(1)} \\ i_{шa}^{(1)} \end{bmatrix} - \right. \\ \left. - a^{(1)} \begin{bmatrix} e_{шa}^{(2)} \\ i_{шa}^{(2)} \end{bmatrix} - a^{(1)} a^{(2)} \dots a^{(s-1)} \begin{bmatrix} e_{шa}^{(s)} \\ i_{шa}^{(s)} \end{bmatrix} \right). \quad (4.4)$$

Если пренебречь шумовыми источниками, то

$$\begin{bmatrix} U_1^{(s)} \\ I_1^{(s)} \end{bmatrix} = a^{(s)} a^{(s+1)} \dots a^{(\mu)} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (4.6)$$

$$\begin{bmatrix} U_2^{(s)} \\ I_2^{(s)} \end{bmatrix} = [a^{(1)} \ a^{(2)} \ \dots \ a^{(s)}]^{-1} \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

Таким образом, оценка шумовых свойств сложного соединения транзисторов и пассивных элементов в конечном счете сводится к определению показателей результирующего шумящего четырехполюсника. Результирующий избыточный коэффициент шума такого соединения можно выразить через среднеквадратичное результирующее полное шумовое напряжение

$$K_{шн}^{(p)} = \frac{\overline{|e_{ш \text{ полн}}^{(p)}|^2}}{\overline{|e_{ш1}^{(p)}|^2}} - 1 \quad (4.8)$$

или же через результирующее полное сопротивление шума

$$K_{шн}^{(p)} = \frac{R_{ш \text{ полн}}^{(p)}}{R_{ш1}} - 1, \quad (4.9)$$

если выполняется условие

$$\overline{|e_{ш \text{ полн}}^{(p)}|^2} = 4kT \Delta f R_{ш \text{ полн}}^{(p)}. \quad (4.10)$$

При определении результирующих показателей ступенчатого соединения учитывается корреляционная связь между источниками флуктуаций входящих в него компонентов. Это позволяет найти условия, при которых достигаются оптимальные шумовые параметры системы **передачи**.

Подобным же образом осуществляется построение оптимальных по шумовым показателям параллельного, последовательного и других видов сложных соединений транзисторов.

Если транзисторы в сложном соединении включаются непосредственно без промежуточных цепей (что весьма часто встречается на практике), то из общих выражений для результирующих токов и напряжений исключаются характеризующие их матрицы.

Найденные выражения в общем виде характеризуют систему передачи с учетом всех источников флуктуаций образующих ее элементов. Однако не все из них в равной мере влияют на шумовые показатели. Например, в усилителях определяющей обычно является входная цепь, где происходит наибольшее ухудшение шумозащищенности.

4.2. Включение дополнительного двухполюсника

Рассмотрим влияние на шумовые показатели системы передачи дополнительных входных цепей, используемых для амплитудно-частотной коррекции, предварительной избирательности и т. д. [Л14]. Простейшим случаем является включение дополнительного двухполюсника на входе транзистора между зажимами 11'—21', как показано на рис. 4.5.

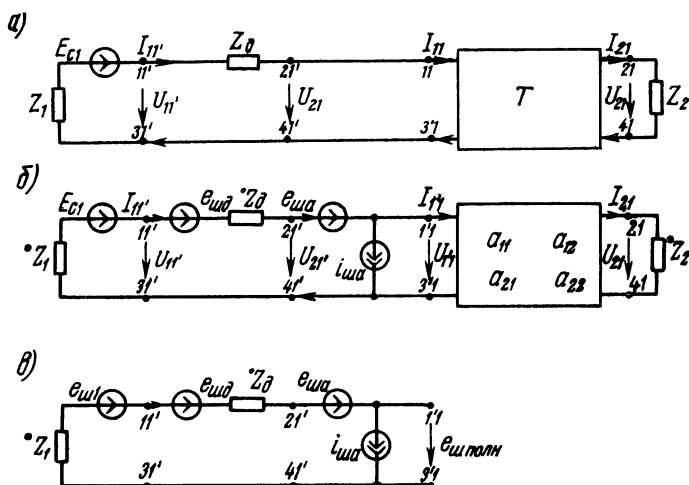


Рис. 4.5. Дополнительный двухполюсник на входе транзистора:

а — схема включения; б — расчленение двухполюсника и транзистора на шумящие и бесшумные составляющие; в — шумовой четырехполюсник с разомкнутыми выходными зажимами

Для определения избыточного коэффициента шума найдем полное шумовое напряжение при разомкнутых зажимах 1'1—3'1:

$$e_{ш \text{ полн}} = e_{ш1} + e_{шд} + e_{шн} + i_{ша}(Z_1 + Z_d + Z_{кор}) \quad (4.11)$$

и его среднеквадратичное значение:

$$|e_{ш \text{ полн}}|^2 = |e_{ш1}|^2 + |e_{шд}|^2 + |e_{шн}|^2 + |i_{ша}|^2 |Z_1 + Z_d + Z_{кор}|^2, \quad (4.12)$$

которому соответствует полное шумовое сопротивление

$$R_{ш \text{ полн}} = R_{ш1} + R_{шд} + R_{шн} + G_{ша} |Z_1 + Z_d + Z_{кор}|^2. \quad (4.13)$$

Используя выражения (3.19) и (4.13), определим избыточный коэффициент шума транзистора с включенным на входе дополнительным шумящим двухполюсником

$$K_{шн} = \frac{1}{R_{шн}} (R_{шд} + R_{шн} + G_{ша} |Z_1 + Z_d + Z_{кор}|^2), \quad (4.14)$$

оптимальная величина которого достигается при вещественной составляющей входной нагрузки:

$$R_{1 \text{ опт}} = \left[\frac{1}{G_{ша}} (R_{шд} + R_{шн}) + (R_{шд} + R_{кор})^2 + (X_1 + X_d + X_{кор})^2 \right]^{1/2}, \quad (4.15)$$

$$R_{1 \text{ опт}} = \left[\frac{1}{G_{ша}} (R_{шд} + R_{шн}) + |i X_1 + Z_d + Z_{кор}|^2 \right]^{1/2} \quad (4.16)$$

и определяется соотношениями:

$$K_{шн \text{ опт}} = 2G_{ша} \left\{ \left[\frac{1}{G_{ша}} (R_{шд} + R_{шн}) + |i X_1 + Z_d + Z_{кор}|^2 \right]^{1/2} + (R_d + R_{кор}) \right\}, \quad (4.17)$$

$$K_{шн \text{ опт}} = 2G_{ша} (R_{1 \text{ опт}} + R_d + R_{кор}). \quad (4.18)$$

Из выражения (4.15) видно, что вещественная составляющая входной нагрузки принимает минимальное значение при выполнении условия

$$X_1 + X_d = -X_{кор} \quad (4.19)$$

и составляет величину

$$R_{1 \text{ мин}} = \left[\frac{1}{G_{ша}} (R_{шд} + R_{шн}) + (R_d + R_{кор})^2 \right]^{1/2}, \quad (4.20)$$

которой соответствует минимальный избыточный коэффициент шума

$$K_{шн \text{ мин}} = 2G_{ша} \left\{ \left[\frac{1}{G_{ша}} (R_{шд} + R_{шн}) + (R_d + R_{кор})^2 \right]^{1/2} + (R_d + R_{кор}) \right\}, \quad (4.21)$$

$$K_{шн \text{ мин}} = 2G_{ша} (R_{1 \text{ мин}} + R_d + R_{кор}). \quad (4.22)$$

Дальнейшее уменьшение избыточного коэффициента шума, если условия (4.19) и (4.20) уже соблюдены, представляется возможным только в том случае, если дополнительный двухполюсник будет вносить во входную цепь отрицательное сопротивление.

4.3. Включение дополнительного четырехполюсника

Наиболее часто между источником сигнала и транзистором (зажимы 11'—13' и 21'—41') включается дополнительный четырехполюсник, который в общем виде изображен на рис. 4.6а, а с вынесенными источниками шума — на рис. 4.6б.

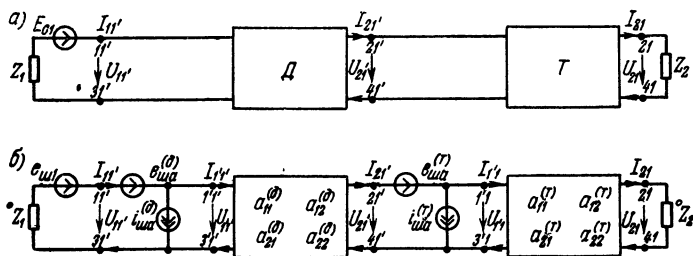


Рис. 4.6. Дополнительный четырехполюсник на входе транзистора: а — схема включения; б — расчленение четырехполюсника и транзистора на шумящие и бесшумные составляющие

При определении влияния, оказываемого на шумозащищенность дополнительным четырехполюсником, ограничимся выяснением условий согласования и сопряжения по мощности шума, учитывая, что такое соединение является частным случаем уже рассмотренного ступенчатого включения транзисторов и пассивных четырехполюсников. Расчленив дополнительный четырехполюсник и транзистор на условные составляющие, которые соответственно отображают шумовые и передающие свойства, установим, что дополнительный четырехполюсник характеризуется шумовыми параметрами: $R_{шн}^{(д)}$, $G_{шн}^{(д)}$, $Z_{кор}^{(д)}$ и транзистор — $R_{шн}^{(т)}$, $G_{шн}^{(т)}$ и $Z_{кор}^{(т)}$. Оптимальный избыточный коэффициент шума этих составляющих достигается при выполнении условий шумового согласования:

$$R_1^{(1)} = R_{1\text{ опт}}^{(д)} = \left[\frac{R_{шн}^{(д)}}{G_{шн}^{(д)}} + |iX_1^{(д)} + Z_{кор}^{(д)}|^2 \right]^{1/2}, \quad (4.23)$$

$$R_1^{(2)} = R_{1\text{ опт}}^{(т)} = \left[\frac{R_{шн}^{(т)}}{G_{шн}^{(т)}} + |iX_1^{(т)} + Z_{кор}^{(т)}|^2 \right]^{1/2}. \quad (4.24)$$

Для получения минимального избыточного коэффициента шума, име-

ющего место при сопряженной по мощности шума входной нагрузке, необходимо выполнение следующих условий:

$$X_1^{(1)} = -X_{\text{кор}}^{(д)}; R_1^{(1)} = R_{1\text{ мин}}^{(д)} = \left[\frac{R_{\text{шн}}^{(д)}}{G_{\text{ша}}^{(д)}} + R_{\text{кор}}^{(д)2} \right]^{1/2}; \quad (4.25)$$

$$X_1^{(2)} = -X_{\text{кор}}^{(т)}; R_1^{(2)} = R_{1\text{ мин}}^{(т)} = \left[\frac{R_{\text{шн}}^{(т)}}{G_{\text{ша}}^{(т)}} + R_{\text{кор}}^{(т)2} \right]^{1/2}. \quad (4.26)$$

Включение на входе транзистора дополнительного шумящего четырехполюсника является наиболее общим случаем. Если же используется реактивный четырехполюсник, образуемый из двухполюсников без потерь, то согласование или сопряжение по мощности шума производится только с учетом шумов транзистора.

Следует заметить, что сопряжение или согласование входной цепи, исходя из условий обеспечения наилучшей шумозащищенности, не всегда осуществимо достаточно простыми средствами. Это касается, прежде всего, широкополосных систем с частотной зависимостью шумовых показателей. Задача по обеспечению оптимальной шумозащищенности в широком диапазоне частот сводится к синтезу цепей по заданной амплитудно-частотной характеристике и шумовым параметрам.

В простейшем случае следует стремиться к выполнению условий согласования или сопряжения по мощности шума в области частот с наихудшей шумозащищенностью.

4.4. Варьирование входной нагрузкой

Для определения возможности варьирования входной нагрузкой при сохранении неизменным избыточного коэффициента шума транзистора, воспользовавшись уравнениями (3.20) и (3.28), найдем приращение его (по сравнению с минимальным значением) за счет рассогласования входной цепи:

$$\Delta K_{\text{шн}} = K_{\text{шн}} - K_{\text{шн мин}},$$

$$\Delta K_{\text{шн}} = G_{\text{ша}} R_{1\text{ мин}} \left[\frac{R_{1\text{ мин}}}{R_1} + \frac{R_1}{R_{1\text{ мин}}} + \frac{(X_1 + X_{\text{кор}})^2}{R_1 R_{1\text{ мин}}} - 2 \right] \quad (4.27)$$

$$\Delta K_{\text{шн}} = V \left\{ \frac{R_{1\text{ мин}}}{R_1} \left[1 + \left(\frac{R_1}{R_{1\text{ мин}}} \right)^2 + \left(\frac{X_1 + X_{\text{кор}}}{R_{1\text{ мин}}} \right)^2 \right] - 2 \right\}, \quad (4.28)$$

$$\Delta K_{\text{шн}} = V \frac{R_{1\text{ мин}}}{R_1} \left[\left(\frac{R_1}{R_{1\text{ мин}}} - 1 \right)^2 + \left(\frac{X_1 + X_{\text{кор}}}{R_{1\text{ мин}}} \right)^2 \right]. \quad (4.29)$$

В последнем выражении сомножитель в квадратных скобках представляет собой уравнение окружности

$$\left(\frac{R_1}{R_{1\text{ мин}}} - 1 \right)^2 + \left(\frac{X_1 + X_{\text{кор}}}{R_{1\text{ мин}}} \right)^2 = 1 \quad (4.30)$$

с ординатой $\frac{R_1}{R_{1\text{ мин}}}$ и абсциссой $\frac{X_1 + X_{\text{кор}}}{R_{1\text{ мин}}}$, центр которой сме-

щен по горизонтальной оси относительно нуля на единицу. Сомножитель $G_{ш\alpha} R_{1\text{ мин}} = V$ — постоянная величина, зависящая только от шумовой проводимости и минимальной вещественной составляющей входной нагрузки, которые при заданных условиях работы транзистора строго постоянны.

Из ур-ния (4.29) для расчета избыточного коэффициента шума найдем

$$K_{шн} = K_{шн\text{ мин}} + V \frac{R_{1\text{ мин}}}{R_1} \left[\left(\frac{R_1}{R_{1\text{ мин}}} - 1 \right)^2 + \left(\frac{X_1 + X_{кор}}{R_{1\text{ мин}}} \right)^2 \right], \quad (4.31)$$

откуда следует, что величина его может сохраняться неизменной при варьировании (в определенных пределах) вещественной и мнимой составляющими входной нагрузки. Для достижения этого, как видно из ур-ния (4.28), необходимо, чтобы

$$\frac{R_{1\text{ мин}}}{R_1} \left[\left(\frac{R_1}{R_{1\text{ мин}}} \right)^2 + \left(\frac{X_1 + X_{кор}}{R_{1\text{ мин}}} \right)^2 + 1 \right] = \text{const}. \quad (4.32)$$

При выполнении этого равенства шумозащищенность сигнала при варьировании составляющими входной нагрузки не изменяется, поэтому представляется возможным назвать это равенство *условием неизменного коэффициента шума транзистора*.

В случае сопряжения транзистора по мощности шума вещественная составляющая входной нагрузки имеет минимальное значение, а условие неизменного коэффициента шума принимает вид

$$\frac{R_{1\text{ мин}}}{R_1} \left[\left(\frac{R_1}{R_{1\text{ мин}}} \right)^2 + 1 \right] = \frac{1}{n} + n = \text{const}. \quad (4.33)$$

При $n=1$ выражения (4.27)—(4.29) обращаются в нуль, а окружность — в точку, что соответствует минимальному значению избыточного коэффициента шума.

Для определения допустимых пределов варьирования входной нагрузки могут оказаться весьма полезными графические построения, приведенные в приложении 4 и представляющие окружности неизменного коэффициента шума для различных соотношений

$\frac{R_1}{R_{1\text{ мин}}} = n$. Эти же построения с соответствующими поправками могут использоваться и при включении на входе транзистора дополнительного двухполюсника.

Заметим, что, используя выражение (4.31), можно определить избыточный коэффициент шума транзистора при любой входной нагрузке по совокупности величин $G_{ш\alpha}$, $X_{кор}$, $K_{шн\text{ мин}}$ и $R_{1\text{ мин}}$, представляющих первичные и вторичные шумовые параметры.

Пример 4.1. Для транзистора типа П410, представленного на рис. 4.7, при $U_{кз}=2,0$ в, $I_a=0,5$ ма и $f_0=1 \cdot 10^6$ гц посредством измерений найдены: $G_{ш\alpha}=1,8 \cdot 10^{-3}$ ио, $X_{кор}=-502$ ом, $K_{шн\text{ мин}}=1,79$ и $R_{1\text{ мин}}=400$ ом.

Необходимо определить $K_{шн}$ при сопротивлении входной нагрузки $Z_i=2000-i 1250$ ом и допустимые пределы варьирования его при неизменном коэффициенте шума.

Воспользовавшись выражением (4.31), найдем

$$K_{\text{ши}} = K_{\text{ши мин}} + V \frac{R_{1 \text{ мин}}}{R_1} \left[\left(\frac{R_1}{R_{1 \text{ мин}}} - 1 \right)^2 + \left(\frac{X_1 + X_{\text{кор}}}{R_{1 \text{ мин}}} \right)^2 \right] =$$

$$= 1,79 + 0,72 \frac{400}{2000} \left[\left(\frac{2000}{400} - 1 \right)^2 + \left(\frac{-502 - 1250}{400} \right)^2 \right] = 6,86.$$

Используя семейство кривых в приложении 4 для $\frac{R_1}{R_{1 \text{ мин}}} =$

$$= \frac{2000}{400} = 5 \text{ и } \frac{X_1 + X_{\text{кор}}}{R_{1 \text{ мин}}} = \frac{-1250 - 502}{400} = -4,38, \text{ при помощи вспомо}$$

гательных построений найдем значение $n=8,9$, по которому определим возможные пределы варьирования входной нагрузки при неизменном коэффициенте шума: $40 \leq R_1 \leq 3560 \text{ ом}$ и $-1258 \leq X_1 \leq -2262 \text{ ом}$. По пересечению окружности $n=8,9$ и гиперболы, представленной на том же рисунке, находим величину $R_{1 \text{ опт}}=1800 \text{ ом}$, при которой коэффициент шума принимает оптимальное значение.

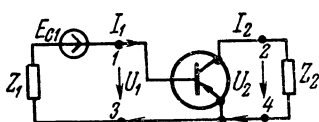


Рис. 4.7. Транзистор с непосредственно подключенными внешними нагрузками

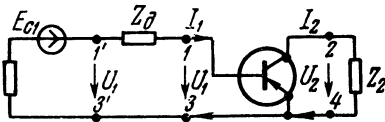


Рис. 4.8. Транзистор с дополнительным двухполюсником на входе

Пример 4.2. Для того же транзистора требуется определить избыточный коэффициент шума при включении согласно рис. 4.8. дополнительного двухполюсника на входе, имеющего $Z_{\text{д}}=1000 \text{ ом}$.

Для расчета также используется выражение (4.34), но вместо $X_1 + X_{\text{кор}}$ в данном случае подставляется $X_1 + X_{\text{д}} + X_{\text{кор}}$:

$$K_{\text{ши}} = 1,79 + 0,72 \frac{400}{2000} \left[\left(\frac{2000}{400} - 1 \right)^2 + \left(\frac{-502 + 1000 - 1250}{400} \right)^2 \right] =$$

$$= 4,61.$$

По значению $n=5,8$ подобно предыдущему определяются допустимые пределы варьирования составляющими входной нагрузки: $69 \leq R_1 \leq 2311 \text{ ом}$ и $-1618 \leq X_1 \leq 622 \text{ ом}$. При этом оптимальное значение вещественной составляющей $R_{1 \text{ опт}}=1190 \text{ ом}$.

5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ

5.1. Метод экстремальных значений

Методики прямого измерения первичных шумовых параметров транзистора в настоящее время не имеется. Известные косвенные способы [Л2], [Л11] основываются на вспомогательных графических

построениях или же на некоторых приближениях. Они требуют для транзистора обеспечения практически трудно осуществимых режимов холостого хода и короткого замыкания.

Вместе с тем первичные шумовые параметры транзистора могут быть определены по измеренным экстремальным значениям коэффициента шума с использованием общих соотношений между шумовыми показателями. Коэффициент шума находится из выражений (3.17) и (3.20):

$$K_{\text{ш}} = 1 + \frac{1}{R_{\text{ш1}}} (R_{\text{шн}} + G_{\text{ша}} |Z_1 + Z_{\text{кор}}|^2), \quad (5.1)$$

при согласовании транзистора с входной нагрузкой по мощности шума он принимает оптимальное значение

$$K_{\text{ш опт}} = 1 + 2G_{\text{ша}} (R_1 \text{ опт} + R_{\text{кор}}) \quad (5.2)$$

и при сопряжении достигает минимума

$$K_{\text{ш мин}} = 1 + 2G_{\text{ша}} (R_1 \text{ мин} + R_{\text{кор}}). \quad (5.3)$$

Совместное решение ур-ний (5.2) и (5.3) позволяет определить эквивалентную шумовую проводимость

$$G_{\text{ша}} = \frac{K_{\text{ш опт}} - K_{\text{ш мин}}}{2(R_1 \text{ опт} - R_1 \text{ мин})}. \quad (5.4)$$

Используя ур-ние (5.3), найдем выражение для вещественной составляющей корреляционного сопротивления шума:

$$R_{\text{кор}} = \frac{K_{\text{ш мин}} - 1}{2G_{\text{ша}}} - R_1 \text{ мин}. \quad (5.5)$$

Мнимая же его составляющая при сопряжении по мощности шума находится из равенства (3.26) как величина, равная по абсолютному значению реактивной составляющей входной нагрузки, но обратная ей по знаку.

Эквивалентное шумовое сопротивление определяется из выражения (3.27):

$$R_{\text{шн}} = G_{\text{ша}} (R_1^2 \text{ мин} - R_{\text{кор}}^2). \quad (5.6)$$

Полученные формулы позволяют рассчитать первичные шумовые параметры транзистора по предварительно измеренным экстремальным значениям коэффициента шума. Измерения производятся для ряда значений вещественной составляющей входной нагрузки при некоторой минимальной величине индуктивности, после чего эти измерения повторяются при все увеличиваемой индуктивности и проводятся до выявления минимума коэффициента шума. Затем при некотором значении мнимой составляющей входной нагрузки находится оптимальный коэффициент шума и соответствующая величина вещественной составляющей. Затем определяются минимальный коэффициент шума, вещественная и мнимая составляющие входной нагрузки, при которых он достигается. Характер корреляционного сопротивления шума устанавливается путем сопоставления коэффициентов шума, измеренных при равных по абсолютной величине ем-

костной и индуктивной составляющих сопротивления входной нагрузки ($Z_1 = R_1 + iX_1$ и $Z_1 = R_1 - iX_1$). Если, например, наименьшее значение коэффициента шума достигается при индуктивной составляющей, то это означает, что корреляционное сопротивление шума носит емкостный характер. Далее по ф-лам (5.4) — (5.6) проводится расчет первичных шумовых параметров транзистора.

Первичные шумовые параметры транзистора при $|\gamma_a| = 0$ находятся из выражений (3.31) — (3.35). Коэффициент шума в этом случае определяется из ур-ний (3.17) и (3.31):

$$K_{ш} = 1 + \frac{1}{R_{ш1}} (R_{ша} + G_{ша} |Z_1|^2). \quad (5.7)$$

Согласование транзистора по мощности шума достигается при выполнении условия (3.33), если к тому же $X_1 = 0$, то коэффициент шума принимает минимальное значение:

$$K_{ш \min} = 1 + 2G_{ша}R_{1 \min}, \quad (5.8)$$

$$K_{ш \min} = 1 + 2(G_{ша}R_{ша})^{1/2}, \quad (5.9)$$

откуда эквивалентная шумовая проводимость

$$G_{ша} = \frac{K_{ш \min} - 1}{2R_{1 \min}}. \quad (5.10)$$

Из выражения (5.9) находится эквивалентное шумовое сопротивление

$$R_{ша} = \frac{1}{4G_{ша}} (K_{ш \min} - 1)^2. \quad (5.11)$$

Формулы (5.10) и (5.11) используются для расчета первичных шумовых параметров транзистора при отсутствии или пренебрежимо малой корреляционной связи между источниками флуктуаций.

При $|\gamma_a| = 1$ первичные шумовые параметры транзистора рассчитываются по измеренным значениям коэффициента шума, определяемого из ур-ний (3.17) и (3.37):

$$K_{ш} = 1 + \frac{1}{R_{ш1}} (R_{ша} + G_{ша} |Z_1 + R_{кор}|)^2, \quad (5.12)$$

оптимальная величина которого

$$K_{ш \text{ опт}} = 1 + 2G_{ша} (R_{1 \text{ опт}} + R_{кор}) \quad (5.13)$$

достигается при выполнении условия (3.38). Если принять $X_1 = 0$, то коэффициент шума принимает минимальное значение

$$K_{ш \min} = 1 + 2G_{ша} (R_{1 \min} + R_{кор}) \quad (5.14)$$

при минимальной вещественной составляющей

$$R_{1 \min} = \left(\frac{R_{ша}}{G_{ша}} + R_{кор}^2 \right)^{1/2} \quad (5.15)$$

Используя выражение (5.14), найдем эквивалентную шумовую проводимость

$$G_{\text{ша}} = 0,292 \frac{K_{\text{ш мин}} - 1}{R_{1 \text{ мин}}}, \quad (5.16)$$

эквивалентное шумовое сопротивление

$$R_{\text{ша}} = G_{\text{ша}} R_{\text{кор}}^2 \quad (5.17)$$

и корреляционное сопротивление шума

$$R_{\text{кор}} = 0,707 R_{1 \text{ мин}}. \quad (5.18)$$

Определение первичных шумовых параметров транзистора при простой функциональной зависимости между источниками флуктуаций, как и в двух предыдущих случаях, производится по измеренному минимальному коэффициенту шума и соответствующей ему минимальной составляющей входной нагрузки.

5.2. Измерительное оборудование

Для измерения экстремальных значений может быть использован любой из известных способов определения коэффициента шума [Л15]. Наиболее удобным является метод шумового генератора, который обладает рядом существенных достоинств, состоящих в том, что спектральные характеристики генератора и шума транзистора в узкой полосе частот весьма близки, поэтому не требуется определения эффективной полосы частот; точность измерений определяется в основном характеристиками шумового генератора и погрешностью измерения удвоенной выходной мощности шума.

Скелетная схема измерительного комплекса, использованного при определении шумовых параметров транзисторов по экстремальным значениям коэффициента шума, представлена на рис. 5.1, где

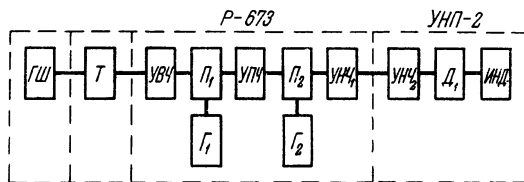


Рис. 5.1. Скелетная схема измерительного комплекса для определения шумовых параметров транзистора

ГШ — генератор шума с переменным внутренним сопротивлением, выполненный на шумовых диодах типа 2ДЗБ с плавной регулировкой анодного тока от 0 до 20 мА; Т — измеряемый транзистор с плавной регулировкой тока эмиттера от 0 до 10 мА и напряжения коллектора от 0 до 10 В; P-673 — радиоприемное устройство для непрерывного диапазона частот от 12 до 25 000 кГц с шириной полосы пропускания в 1,5 и 3,0 кГц, имеющее регулировку в 1000 раз по

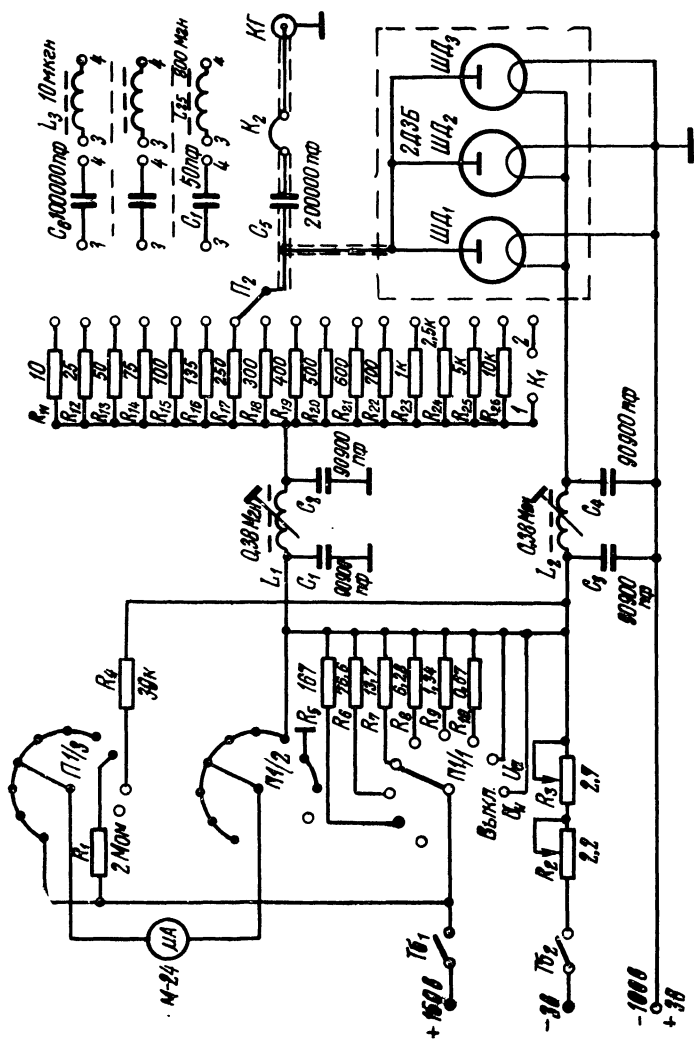


Рис. 5.2. Принципиальная электрическая схема генератора шума с переменным внутренним сопротивлением

промежуточной частоте и более чем в 100 раз по низкой, УНП-2 — ламповый вольтметр с квадратичной характеристикой, имеющий чувствительность от 1,5 до 1500 мВ.

Принципиальная электрическая схема генератора шума с переменным внутренним сопротивлением представлена на рис. 5.2. Характер выходного сопротивления его по необходимости выбирается емкостным или индуктивным в зависимости от присоединяемого внешнего магазина емкостей или индуктивностей.

При удвоении шумовой мощности на выходе измерительного устройства (при включении шумового генератора) коэффициент шума транзистора определяется известным выражением

$$K_{\text{ш}} = \frac{eI_{\text{д}}R_1}{2kT}; \quad (5.19)$$

если температура сопротивления R_1 достигает 290 °К, то

$$K_{\text{ш}} = 20I_{\text{д}}R_1, \quad (5.20)$$

где $I_{\text{д}}$ — ток, протекающий через шумовой диод, мА; R_1 — внутреннее сопротивление генератора, Ом.

Точность измерения коэффициента шума таким способом находится в пределах $\pm 15\%$.

При помощи описанного измерительного устройства были определены первичные шумовые параметры транзисторов П410, П411 [Л16], которые сведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Номер и тип транзистора	Шумовые параметры	Величины первичных шумовых параметров транзистора при напряжении $U_{\text{кз}} = 2,0$ в и токах, мА			
		0,5	1,0	2,0	5,0*
№ 1 П411	$R_{\text{шн}}, \text{ Ом}$	202	200	232	264
	$G_{\text{ша}}, \text{ МО}$	$2,4 \cdot 10^{-3}$	$2,2 \cdot 10^{-3}$	$2,6 \cdot 10^{-3}$	$2,9 \cdot 10^{-3}$
	$R_{\text{кор}}, \text{ Ом}$	75	16	12	10
	$X_{\text{кор}}, \text{ Ом}$	-376	-314	-188	-125
№ 2 П411	$R_{\text{шн}}, \text{ Ом}$	202	175	204	211
	$G_{\text{ша}}, \text{ МО}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$
	$R_{\text{кор}}, \text{ Ом}$	105	62	7	4
	$X_{\text{кор}}, \text{ Ом}$	-439	-376	-188	-125
№ 3 П410	$R_{\text{шн}}, \text{ Ом}$	272	253	273	254
	$G_{\text{ша}}, \text{ МО}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$
	$R_{\text{кор}}, \text{ Ом}$	100	37	25	14
	$X_{\text{кор}}, \text{ Ом}$	-502	-376	-250	-125

* При $t_0 = 10$ МГц.

Пример 5.1. Для транзистора П410 при $U_{кз}=2$ в и $I_{э}=1$ ма на частоте $f_0=1$ Мгц путем измерений определены: $K_{ш\text{ мин}}=2,4$ и $R_{1\text{ мин}}=400$ ом, $K_{ш\text{ опт}}=4,0$ и $R_{1\text{ опт}}=900$ ом, $X_1=376$ ом. Используя ф-лы (5.4)–(5.6), найдем:

$$G_{ша} = \frac{K_{ш\text{ опт}} - K_{ш\text{ мин}}}{2(R_{1\text{ опт}} - R_{1\text{ мин}})} = \frac{4,0 - 2,4}{2(900 - 400)} = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ мс},$$

$$R_{кор} = \frac{K_{ш\text{ мин}} - 1}{2G_{ша}} - R_{1\text{ мин}} = \frac{2,4 - 1}{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-3}} - 400 = 37 \text{ ом},$$

$$R_{шн} = G_{ша} (R_{1\text{ мин}}^2 - R_{кор}^2) = 1,6 \cdot 10^{-3} (400^2 - 37^2) = 253 \text{ ом},$$

и из условия (4.26) получим $X_{кор} = -376$ ом.

* * *

В качестве шумовых параметров транзистора могут быть приняты показатели, получаемые на основе теории линейного шумящего четырехполюсника. Они определяются в одинаковых с усилительными параметрами режимах, что приводит к общности расчетных выражений и позволяет, применяя методы теории электрических цепей, выработать принципы оптимизации сложных соединений транзисторов.

Наиболее полно первичные шумовые параметры характеризуют флуктуационные свойства транзистора. Использование последних при проектировании сложных соединений транзисторов упрощает расчетные соотношения и облегчает определение условий оптимизации шумящих цепей. Исходя из этого, представляется целесообразным для низкошумящей группы транзисторов наравне с усилительными параметрами нормировать первичные шумовые параметры $R_{шн}$, $G_{ша}$, $Z_{кор}$ и установить типовые зависимости их от напряжения эмиттер—коллектор, тока эмиттера, частоты, температуры и радиации.

Практически эти параметры определяются расчетным путем, если известны источники флуктуаций, или по измеренным экстремальным значениям коэффициента шума.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Соотношения между неавтономными параметрами

Система параметров	Параметры	Пересчетные формулы для систем				Примечание
		a	h	z	y	
a	a_{11}	—	$-\frac{\Delta h}{h_{21}}$	$\frac{z_{11}}{z_{21}}$	$-\frac{y_{22}}{y_{21}}$	—
	a_{12}	—	$\frac{h_{11}}{h_{21}}$	$-\frac{\Delta z}{z_{21}}$	$\frac{1}{y_{21}}$	
	a_{21}	—	$-\frac{h_{22}}{h_{21}}$	$\frac{1}{z_{21}}$	$-\frac{\Delta y}{y_{21}}$	
	a_{22}	—	$\frac{1}{h_{21}}$	$-\frac{z_{22}}{z_{21}}$	$\frac{y_{11}}{y_{21}}$	
h	h_{11}	$\frac{a_{12}}{a_{22}}$	—	$\frac{\Delta z}{z_{22}}$	$\frac{1}{y_{11}}$	$h_{11}=d_{12}$
	h_{12}	$\frac{\Delta a}{a_{22}}$	—	$\frac{z_{12}}{z_{22}}$	$-\frac{y_{12}}{y_{11}}$	$h_{12}=d_{11}$
	h_{21}	$\frac{1}{a_{22}}$	—	$-\frac{z_{21}}{z_{22}}$	$\frac{y_{21}}{y_{11}}$	$h_{21}=d_{22}$
	h_{22}	$-\frac{a_{21}}{a_{22}}$	—	$\frac{1}{z_{22}}$	$\frac{\Delta y}{y_{11}}$	$h_{22}=d_{21}$
z	z_{11}	$\frac{a_{11}}{a_{21}}$	$\frac{\Delta h}{h_{22}}$	—	$-\frac{y_{22}}{\Delta y}$	—
	z_{12}	$-\frac{\Delta a}{a_{21}}$	$\frac{h_{12}}{h_{22}}$	—	$-\frac{y_{12}}{\Delta y}$	
	z_{21}	$\frac{1}{a_{21}}$	$-\frac{h_{21}}{h_{22}}$	—	$-\frac{y_{21}}{\Delta y}$	
	z_{22}	$-\frac{a_{22}}{a_{21}}$	$\frac{1}{h_{22}}$	—	$\frac{y_{11}}{\Delta y}$	
y	y_{11}	$\frac{a_{22}}{a_{12}}$	$\frac{1}{h_{11}}$	$\frac{z_{22}}{\Delta z}$	—	—
	y_{12}	$-\frac{\Delta a}{a_{12}}$	$-\frac{h_{12}}{h_{11}}$	$-\frac{z_{12}}{\Delta z}$	—	
	y_{21}	$\frac{1}{a_{12}}$	$\frac{h_{21}}{h_{11}}$	$-\frac{z_{21}}{\Delta z}$	—	
	y_{22}	$-\frac{a_{11}}{a_{12}}$	$\frac{\Delta h}{h_{11}}$	$\frac{z_{11}}{\Delta z}$	—	

$$\Delta a = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}; \quad \Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21};$$

$$\Delta z = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}; \quad \Delta y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}.$$

Соотношения между автономными параметрами

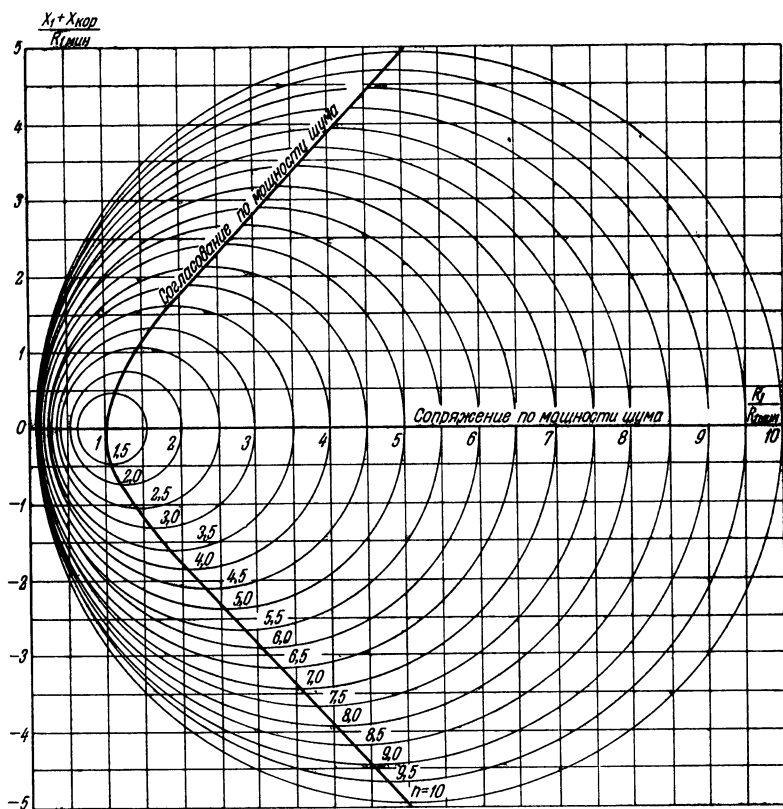
Система параметров	Параметры	Пересчетные формулы для систем			
		a	h	z	y
a	$e_{ша}$	—	$e_{шh} - \frac{h_{11}}{h_{21}} i_{шh}$	$e_{ш1z} - \frac{z_{11}}{z_{21}} e_{ш2z}$	$-\frac{1}{y_{21}} i_{ш2y}$
	$i_{ша}$	—	$-\frac{1}{h_{21}} i_{шh}$	$-\frac{1}{z_{21}} e_{ш2z}$	$i_{ш1y} - \frac{y_{11}}{y_{21}} i_{ш2y}$
h	$e_{шh}$	$e_{ша} - \frac{a_{11}}{a_{22}} i_{ша}$	—	$e_{ш1z} - \frac{z_{11}}{z_{21}} e_{ш2z}$	$-\frac{1}{y_{11}} i_{ш1y}$
	$i_{шh}$	$-\frac{1}{a_{22}} i_{ша}$	—	$-\frac{1}{z_{21}} e_{ш2z}$	$-\frac{y_{21}}{y_{11}} i_{ш1y} + i_{ш2y}$
z	$e_{ш1z}$	$e_{ша} - \frac{a_{11}}{a_{21}} i_{ша}$	$e_{шh} - \frac{h_{11}}{h_{21}} i_{шh}$	—	$-\frac{y_{22}}{\Delta y} i_{ш1y} + \frac{y_{12}}{\Delta y} i_{ш2y}$
	$e_{ш2z}$	$-\frac{1}{a_{21}} i_{ша}$	$-\frac{1}{h_{21}} i_{шh}$	—	$\frac{y_{21}}{\Delta y} i_{ш1y} - \frac{y_{11}}{\Delta y} i_{ш2y}$
y	$i_{ш1y}$	$-\frac{a_{22}}{a_{12}} e_{ша} + i_{ша}$	$-\frac{1}{h_{11}} e_{шh}$	$-\frac{z_{22}}{\Delta z} e_{ш1z} + \frac{z_{12}}{\Delta z} e_{ш2z}$	—
	$i_{ш2y}$	$-\frac{1}{a_{12}} e_{ша}$	$-\frac{h_{21}}{h_{11}} e_{шh} + i_{шh}$	$\frac{z_{21}}{\Delta z} e_{ш1z} - \frac{z_{11}}{\Delta z} e_{ш2z}$	—

Соотношения между системами параметров и первичными усилительными параметрами

Система параметров	Параметры	Расчетные формулы при включении транзистора с		
		общим основанием	общим эмиттером	общим коллектором
a	a_{11}	$\frac{z_9 + z_0}{z_0 + az_K}$	$\frac{z_0 + z_9}{z_9 - az_K}$	$\frac{z_0 + z_K}{z_K}$
	a_{12}	$\frac{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}{z_0 + az_K}$	$\frac{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}{z_9 - az_K}$	$\frac{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}{z_K}$
	a_{21}	$\frac{1}{z_0 + az_K}$	$\frac{1}{z_9 - az_K}$	$\frac{1}{z_K}$
	a_{22}	$\frac{z_0 + z_K}{z_0 + az_K}$	$\frac{z_9 + z_K(1-a)}{z_9 - az_K}$	$\frac{z_9 + z_K(1-a)}{z_K}$
	h_{11}	$\frac{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}{z_0 + z_K}$	$\frac{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}{z_9 + z_K(1-a)}$	$\frac{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}{z_9 + z_K(1-a)}$
	h_{12}	$\frac{z_0}{z_0 + z_K}$	$\frac{z_9}{z_9 + z_K(1-a)}$	$\frac{z_K(1-a)}{z_9 + z_K(1-a)}$
	h_{21}	$\frac{z_0 + az_K}{z_0 + z_K}$	$\frac{z_9 - az_K}{z_9 + z_K(1-a)}$	$\frac{z_K}{z_9 + z_K(1-a)}$
	h_{22}	$-\frac{1}{z_0 + z_K}$	$-\frac{1}{z_9 + z_K(1-a)}$	$-\frac{1}{z_9 + z_K(1-a)}$

Система параметров	Параметры	Расчетные формулы при включении транзистора в		
		общим основанием	общим эмиттером	общим коллектором
2	z_{11}	$z_9 + z_0$	$z_0 + z_9$	$z_0 + z_K$
	z_{12}	$-z_0$	$-z_9$	$-z_K(1-a)$
	z_{21}	$z_0 + az_K$	$z_9 - az_K$	z_K
	z_{22}	$-(z_0 + z_K)$	$-[z_9 + z_K(1-a)]$	$-[z_9 + z_K(1-a)]$
11	y_{11}	$\frac{z_0 + z_K}{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}$	$\frac{z_9 + z_K(1-a)}{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}$	$\frac{z_9 + z_K(1-a)}{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}$
	y_{12}	$-\frac{z_0}{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}$	$-\frac{z_9}{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}$	$-\frac{z_K(1-a)}{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}$
	y_{21}	$\frac{z_0 + az_K}{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}$	$\frac{z_9 - az_K}{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}$	$\frac{z_K}{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}$
	y_{22}	$-\frac{z_9 + z_0}{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}$	$-\frac{z_0 + z_9}{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}$	$-\frac{z_0 + z_K}{z_9(z_0 + z_K) + z_0 z_K(1-a)}$

Семейство окружностей неизменного коэффициента шума



Графики для расчета шумовых параметров

Используя ф-лы (5.4)—(5.6), (5.10) и (5.11), (5.16)—(5.18), можно построить ряд вспомогательных графиков, значительно облегчающих определение первичных шумовых параметров транзистора.

При наличии корреляционной связи между источниками флуктуаций ($0 < |\gamma_a| < 1$) используются графики рис. П.5.1—П.5.6, представляющие функции $\Delta K_{ш} = \varphi_1(2R_1)$, $K_{ш\text{ мин}} - 1 = \varphi_2(2G_{ша})$, $\frac{K_{ш\text{ мин}} - 1}{2G_{ша}} =$

$$= \varphi_3(R_{1\text{ мин}}), R_{1\text{ мин}}^2 = \varphi_4(R_{\text{кор}}^2), R_{1\text{ мин}}^2 - R_{\text{кор}}^2 = \varphi_5(G_{ша}) \text{ и } X_{\text{кор}} = \varphi_6(f).$$

При отсутствии или пренебрежимо малой корреляционной связи между шумовыми составляющими ($|\gamma_a| = 0$) для определения шумовых параметров используются графики рис. П.5.7 и П.5.8, отображающие зависимости $K_{ш\text{ мин}} - 1 = \varphi_7(R_{1\text{ мин}})$ и $(K_{ш\text{ мин}} - 1)^2 = \varphi_8(4G_{ша})$. При простой функциональной зависимости между источниками шума ($|\gamma_a| = 1$) используются графики П.5.9 и П.5.10, выражающие функции $K_{ш\text{ мин}} - 1 = \varphi_9(R_{1\text{ мин}})$; $R_{\text{кор}}^2 = \varphi_{10}(G_{ша})$.

Применение графиков поясним на примере вычисления первичных шумовых параметров транзистора типа П411. Путем измерений первоначально находим экстремальные значения коэффициента шума $K_{ш\text{ опт}} = 4,6$ и $K_{ш\text{ мин}} = 2,8$, а также соответствующие им вещественные составляющие сопротивления входной нагрузки $R_{1\text{ опт}} = 900 \text{ ом}$ и $R_{1\text{ мин}} = 400 \text{ ом}$. Сопряжение входной нагрузки по мощности шума достигается при величине $L_1 = 80 \text{ мкгн}$ (не совпадающей со значением индуктивности, необходимой для сопряжения транзистора по мощности сигнала), что указывает на корреляционную связь между источниками флуктуаций. В соответствии с этим для дальнейших вычислений выбираются графики рис. П.5.1—П.5.6.

Используя зависимости рис. П.5.1, по разности $\Delta K_{ш} = K_{ш\text{ опт}} - K_{ш\text{ мин}} = 4,6 - 2,8 = 1,8$ и $2\Delta R_1 = (2R_{1\text{ опт}} - R_{1\text{ мин}}) = 2(900 - 400) = 1000 \text{ ом}$, значение $G_{ша} = 0,0018 \text{ мо}$, соответствующее точке пересечения ординаты $\Delta K_{ш} = 1,8$ и абсциссы $2\Delta R_1 = 1000 \text{ ом}$.

Вещественную составляющую корреляционного сопротивления шума находим по графикам рис. П.5.2 и П.5.3, причем первоначально по $K_{ш\text{ мин}} - 1 = 2,8 - 1 = 1,8$ вычисляем отношение $\frac{K_{ш\text{ мин}} - 1}{2G_{ша}} =$

$$= \frac{2,8 - 1}{2 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3}} = 500 \text{ ом}, \text{ а затем по } R_{1\text{ мин}} = 400 \text{ ом} \text{ отыскиваем}$$

искомую величину $R_{\text{кор}} = 100 \text{ ом}$.

Для определения минимой составляющей корреляционного сопротивления шума на частоте измерений $f_0 = 1 \text{ Мгц}$ используем график рис. П.5.6. Индуктивный характер сопротивления входной нагрузки, при котором выполняется условие сопряжения по мощности шума, указывает на наличие емкостей составляющей в сопротивлении корреляции, поэтому значению $L_1 = 80 \text{ мкгн}$ соответствует $X_{\text{кор}} = -502 \text{ ом}$.

Для вычисления параметров $R_{шн}$ используем графики рис. П.5.4, по которому находим разность $R_{1\text{ мин}}^2 - R_{\text{кор}}^2 = 400^2 - 100^2 = 1,5 \cdot 10^5 \text{ ом}^2$, а затем по этой разности и найденному ранее значению $G_{ша} = 0,0018 \text{ мо}$, используя график рис. П.5.5, определяем искомую величину $R_{шн} = 272 \text{ ом}$.

Так же определяются первичные шумовые параметры транзистора при граничных (или близких к ним) значениях коэффициента корреляции между источниками флуктуаций, но с использованием соответственно графиков рис. П.5.7 и П.5.8 или П.5.9 и П.5.10.

Выбор соответствующих графиков производится посредством сопоставления условий сопряжения транзистора с входной нагрузкой по мощности сигнала и шума (на их совпадение) с учетом требований, заданных на шумозащищенность цепи.

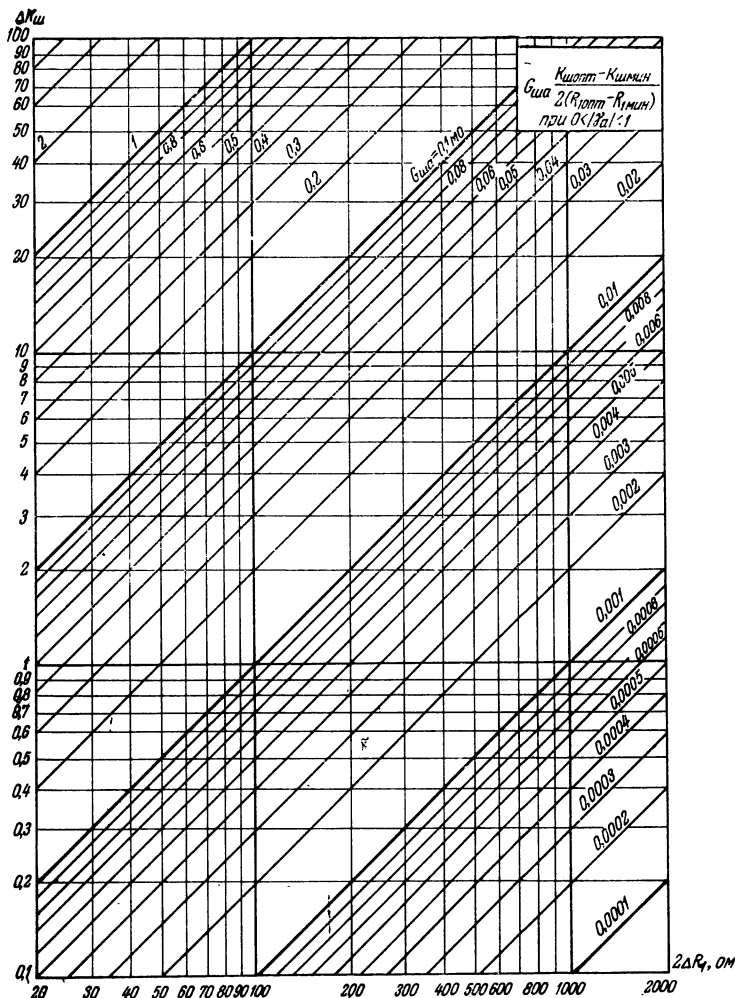


Рис. П.5.1. График функции $\Delta K_{\text{ш}} = \varphi_1(2\Delta R_1)$ при $0 < |\gamma_a| < 1$

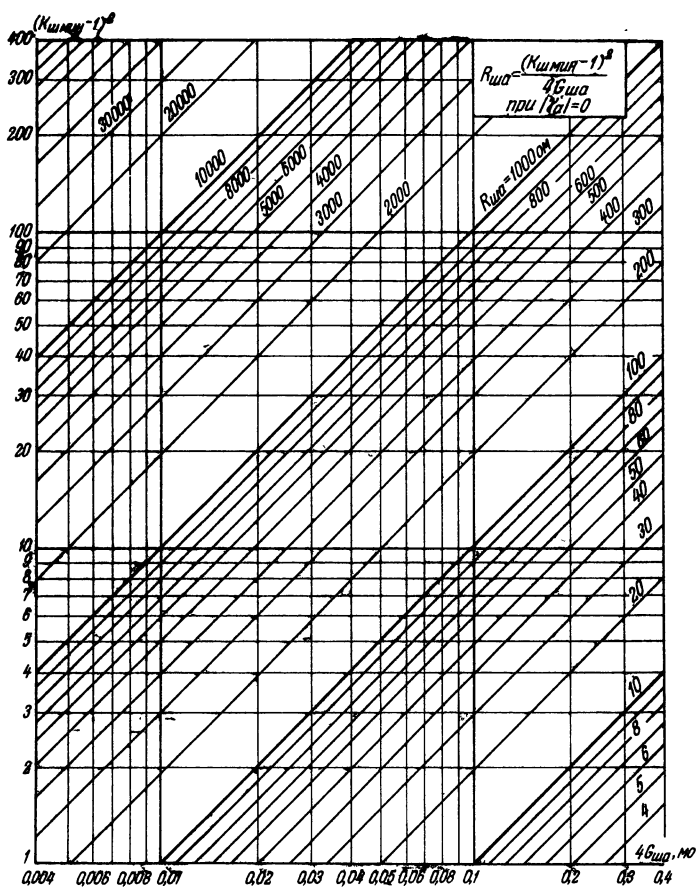


Рис. П.5.2. График функции $(K_{ш\ мин} - 1) = \varphi_2(2G_{ша})$ при $0 < |\gamma_a| < 1$

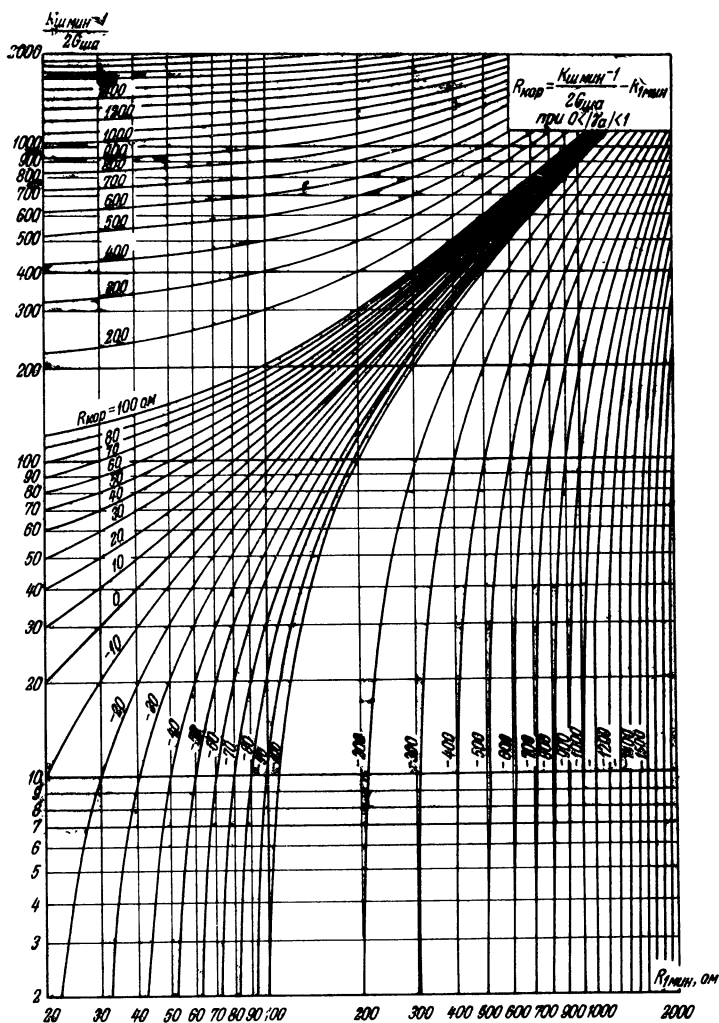


Рис. П.5.3. График функции $\frac{K_{ш\ мин} - 1}{2G_{ш\ а}} = \varphi_z(R_{1\ мин})$ при $0 < |\gamma_a| < 1$

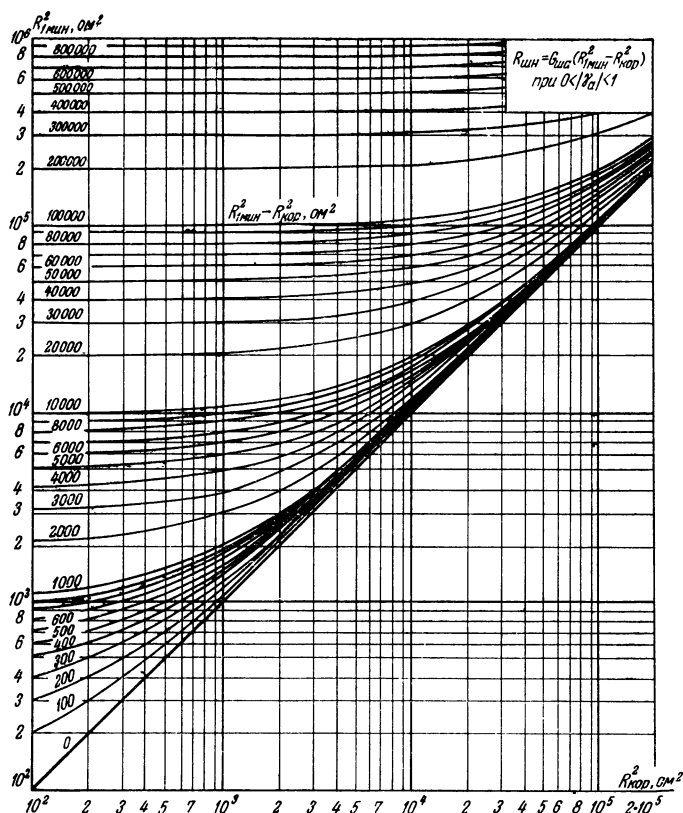


Рис. П.5.4. График функции $R_{I \min}^2 = \varphi_4(R_{кор}^2)$ при $0 < |\gamma_a| < 1$

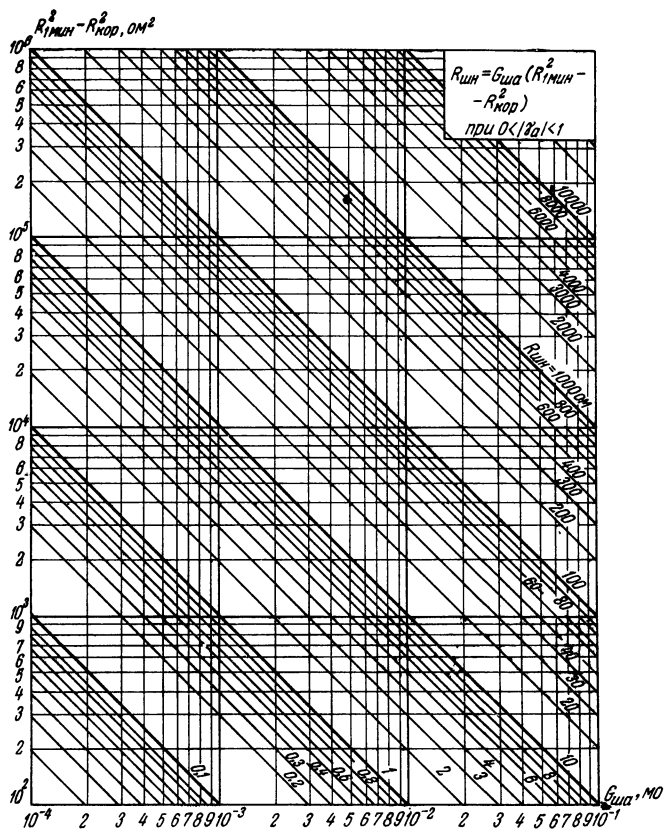


Рис. П.5.5. График функции $(R_{1\text{мин}}^2 - R_{\text{кор}}^2) = \varphi_b(G_{\text{ша}})$ при $0 < |\gamma_a| < 1$

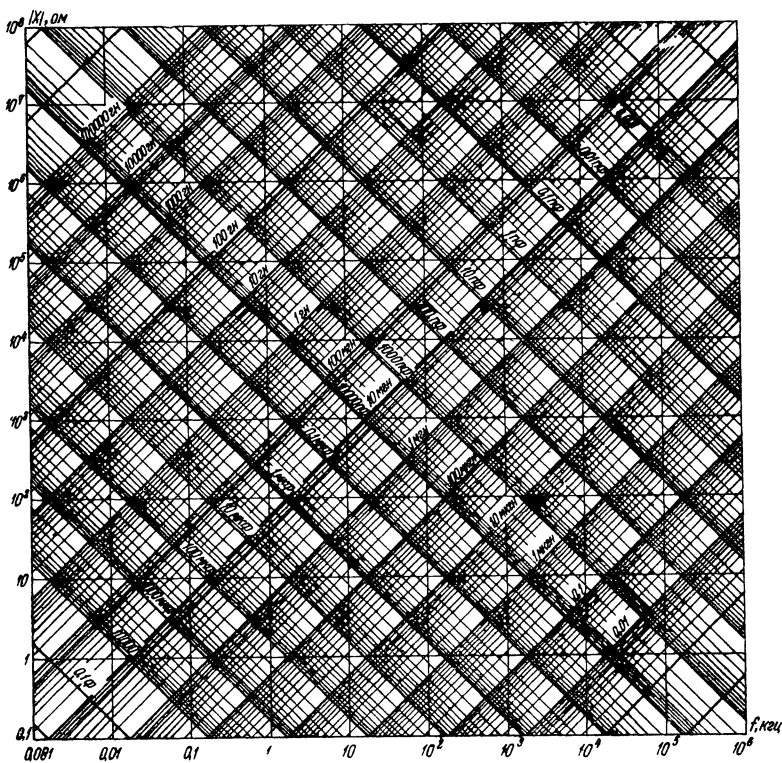


Рис. П.5.6. График-функции $X = q_6(f)$

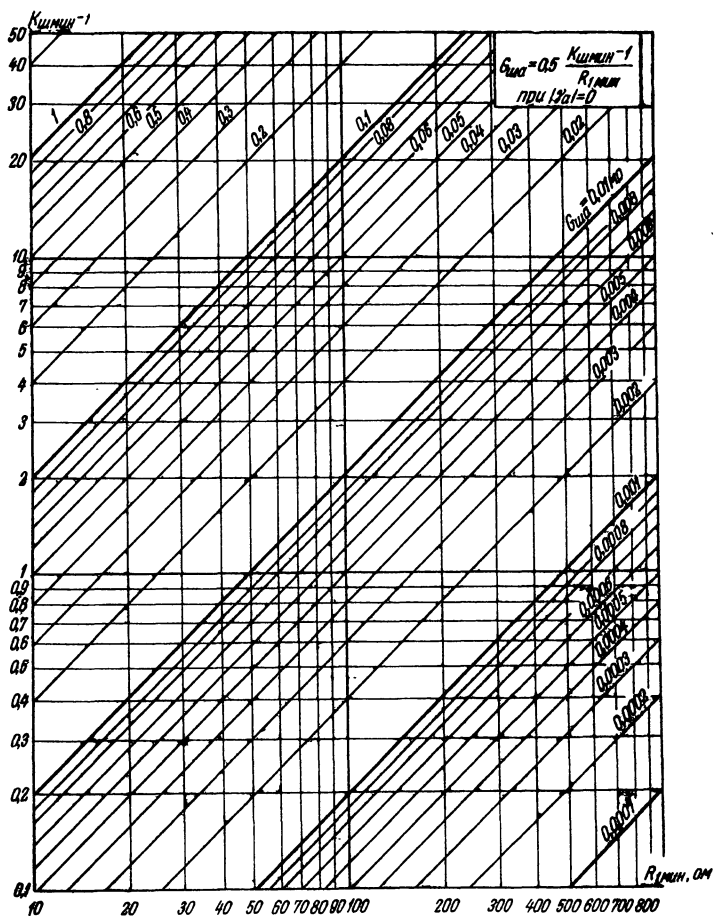


Рис. П.5.7. График функции $(K_{ш\text{ мин}} - 1) = \varphi_{\gamma}(R_{1\text{ мин}})$ при $|\gamma_a| = 0$

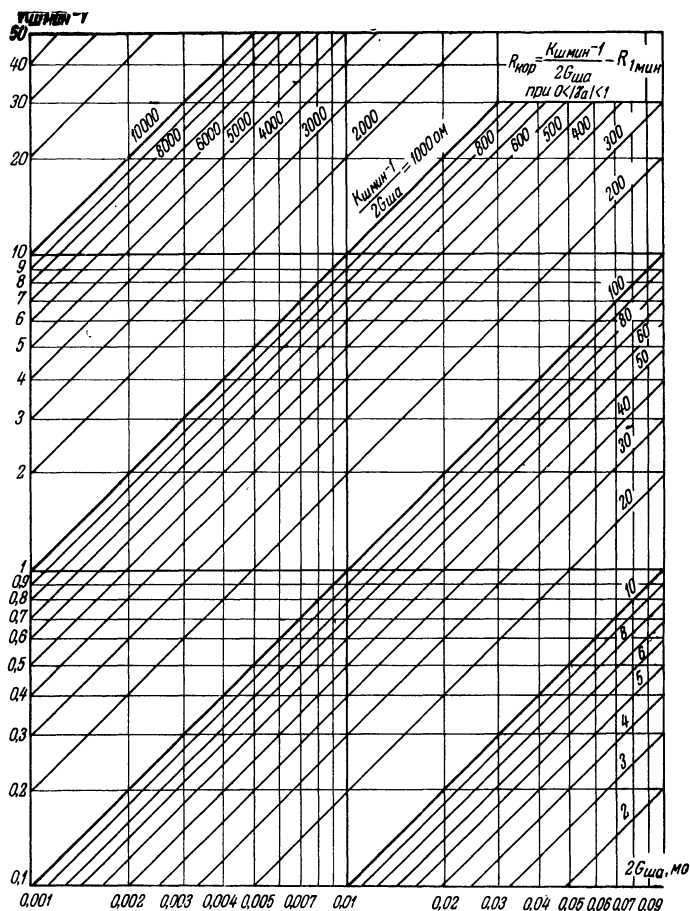


Рис. П.5.8. График функции $(K_{ш,мин} - 1)^2 = \varphi_8(4G_{шa})$ при $|\gamma a| = 0$

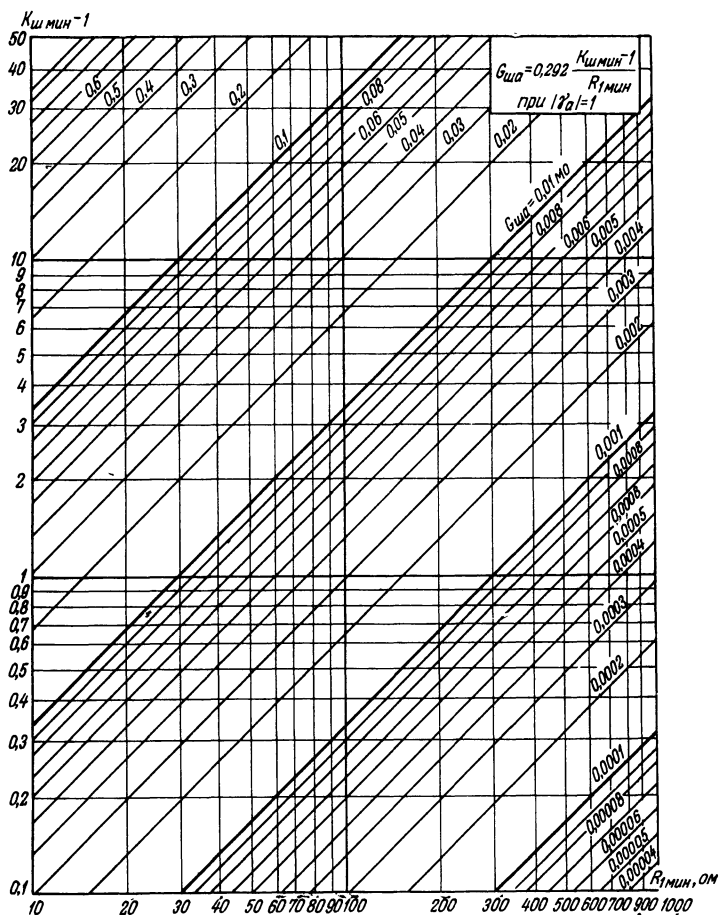


Рис. П.5.9. График функции $(K_{ш мин} - 1) = \varphi_0(R_{1 мин})$ при $|\gamma_a| = 1$

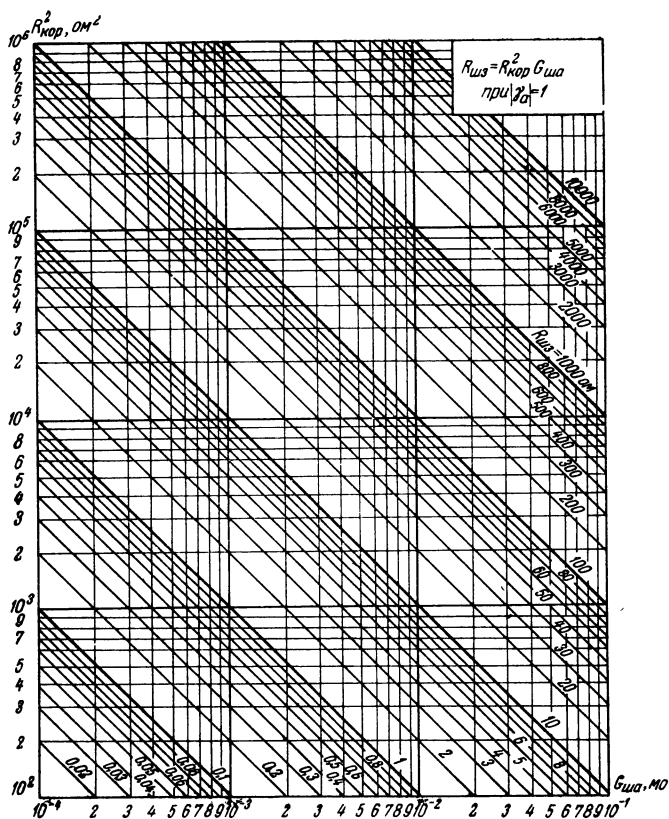


Рис. П.5.10. График функции $R_{кор}^2 = \varphi_{10}(G_{ша})$ при $|\gamma_a| = 1$

ЛИТЕРАТУРА

1. Ван-дер-Зил. Флуктуационные явления в полупроводниках. Изд. ИЛ, 1961.
 2. Потрясай В. Ф., Рыжов А. С., Сутягин В. Я. Шумы транзисторов. Сб. ст. «Полупроводниковые приборы и их применение». Изд. «Советское радио», вып. 5, 1960.
 3. Фокина В. Ф. Исследование коэффициента шума. Сб. ст. «Полупроводниковые приборы и их применение», «Советское радио», вып. 12, 1964.
 4. Таратута А. С. К вопросу о шумовых параметрах триодов. Научно-технический сборник ИРПА, вып. XII, 1959.
 5. Зелях Э. В. Основы общей теории линейных электрических схем. Изд. АН СССР, 1951.
 6. Сифоров В. И. Радиоприемники сверхвысоких частот. Воениздат, 1957.
 7. Черне Х. И. Некоторые вопросы применения теории четырехполюсника к расчету цепей, содержащих транзисторы. «Радиотехника», т. 12, 1957, № 7.
 8. Ши Р. Полупроводниковые триоды и их применение. Госэнергоиздат, 1957.
 9. Rothe H., Dahlke W. Theory of Noise Fourpoles. «PIRE», 44, 1956, № 6.
 10. Бунимович В. И. Флуктуационные процессы в радиоприемных устройствах. Изд. «Советское радио», 1951.
 11. Терпугов Н. В. Метод определения шумовых параметров четырехполюсников. «Радиотехника», 1962, № 11.
 12. Гуткин Л. С., Лебедев В. Л., Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. Часть 1. Изд. «Советское радио», 1961.
 13. Дементьев Е. П. Элементы общей теории и расчета шумящих линейных цепей. Госэнергоиздат, 1963.
 14. Белецкий А. Ф. Теоретические основы электропроводной связи. Связьиздат, 1959.
 15. Белоусов А. П. Расчет коэффициента шума радиоприемников. Оборонгиз, 1959.
 16. Полупроводниковые триоды и диоды. Справочник. Связьиздат, 1961.
-

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
1. Флуктуации в транзисторах	4
1.1. Общие сведения	4
1.2. Мерцательный шум	4
1.3. Дробовой шум	6
1.4. Тепловой шум	9
1.5. Полная схема замещения	9
2. Транзистор — шумящий четырехполюсник	11
2.1. Система α -параметров	11
2.2. Усилительные параметры	12
3. Шумовые параметры	14
3.1. Корреляционные соотношения	14
3.2. Первичные шумовые параметры	16
3.3. Вторичные шумовые параметры	17
3.4. Соотношения между шумовыми параметрами	18
4. Проектирование низкошумящих цепей	26
4.1. Ступенчатое соединение транзисторов	26
4.2. Включение дополнительного двухполюсника	35
4.3. Включение дополнительного четырехполюсника	37
4.4. Варьирование входной нагрузкой	38
5. Определение шумовых параметров	40
5.1. Метод экстремальных значений	40
5.2. Измерительное оборудование	43
6. Приложения	47
Литература	63

Игорь Васильевич Суходоев

ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Редактор *Е. А. Образцова*

Техн. редактор *З. И. Резник*

Корректор *Т. А. Васильева*

Сдано в набор 29/XII 1966 г.

Подписано в печ. 24/II 1967 г.

Форм. бум. 84×108/32 2,0 печ. л.

3,36 усл.-п. л.

4,21 уч.-изд. л.

Т-02858

Тираж 16 000 экз.

Зак. изд. 12884

Цена 21 коп

Издательство «Связь», Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2.

Типография издательства «Связь» Комитета по печати при Совете
Министров СССР. Москва-центр, ул. Кирова, 40. Зак. тип. 714

Цена 21 коп.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ» МОСКВА 1967 г.