

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

Кафедра радиотехнических систем (РТС)



ОЦЕНКА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ

Учебное пособие
для лекционных и практических занятий,
курсового проектирования,
самостоятельной работы
студентов радиотехнических специальностей

Рекомендовано Сибирским региональным учебно-методическим центром
высшего профессионального образования для межвузовского использования
в качестве учебного пособия для студентов радиотехнических специальностей

Разработчик:
заведующий кафедрой РТС,
профессор Мелихов С.В.

2018

УДК 621.396.62.089.52

Мелихов С.В.

ОЦЕНКА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ: Учебное пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2018. – 99 с.

Рассмотрены вопросы оценки чувствительности радиоприёмных устройств различного назначения в разных диапазонах длин волн с учётом внутренних шумов и внешних помех при использовании высокоэффективных и низкоэффективных приёмных антенн. Предложены методики оценки чувствительности, зависящие от требований технического задания на разработку.

Для студентов вузов специальностей радиотехники и связи, радиолюбителей, разработчиков радиоприёмных устройств.

СОДЕРЖАНИЕ

1. ВВЕДЕНИЕ.....	6
2. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И СООТНОШЕНИЯ.....	8
2.1 Общие сведения.....	8
2.2 Реальная чувствительность.....	9
2.3 Пороговая чувствительность	13
2.4 Шумовая полоса	14
2.5 Шумы элементов радиоприёмника	16
2.5.1 Шумы сопротивлений. Номинальная шумовая мощность	16
2.5.2 Шумы произвольных пассивных двухполюсников.....	18
2.5.3 Шумы колебательных контуров	19
2.5.4 Шумы усилительных приборов	20
2.6 Шумы приёмных антенн	23
2.6.1 Шумы в диапазонах ОВЧ, УВЧ, СВЧ	23
2.6.2 Шумы в диапазоне ВЧ и умеренно высоких частот	27
2.7 Коэффициент шума.....	31
2.7.1 Реальный коэффициент шума.....	31
2.7.2 Стандартный коэффициент шума	34
3. РАСЧЁТ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПРИЁМНИКОВ С НАСТРОЕННЫМИ АНТЕННАМИ.....	36
3.1 Особенности настроенных антенн и антенно-фидерных трактов.....	36
3.2 Расчёт чувствительности приёмников с настроенными антеннами и использованием относительной шумовой температуры антенны.....	39
3.3 Оценка допустимого коэффициента шума	42

3.4	Учёт шума фидера и уменьшение его влияния на чувствительность приёмника	43
3.5	Применение антенного усилителя для снижения коэффициента шума радиоприёмного устройства	45
3.6	Расчёт чувствительности приёмников с настроенными антеннами и использованием коэффициентов внешнего шума	48
4.	РАСЧЁТ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА	53
4.1	Общее выражение для коэффициента шума	53
4.2	Режим оптимального согласования	56
4.3	Режим простого согласования	58
4.4	Режим оптимального рассогласования	59
4.5	Выигрыш в коэффициенте шума в зависимости от условий согласования антенны со входом приёмника	63
5.	РАСЧЁТ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПРИЁМНИКОВ С НЕНАСТРОЕННЫМИ ОТКРЫТЫМИ АНТЕННАМИ	68
5.1	Особенности ненастроенных открытых антенн	68
5.2	Расчётные формулы для чувствительности приёмника с ненастроенной антенной	73
5.3	Расчёт реальной чувствительности приемника в зависимости от требований технического задания	76
5.3.1	Оценка реальной чувствительности	76
5.3.2	Оценка допустимого коэффициента шума	78
5.4	Расчёт коэффициента шума первого каскада приёмника с ненастроенной антенной	79
6.	РАСЧЁТ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПРИЁМНИКОВ С МАГНИТНЫМИ АНТЕННАМИ	80
6.1	Особенности приёмных магнитных антенн	80

6.2 Расчётные формулы для чувствительности приёмника с магнитной антенной.....	82
6.3 Расчёт чувствительности приемника в зависимости от требований технического задания.....	84
6.3.1 Оценка реальной чувствительности	84
6.3.2 Оценка допустимого коэффициента шума	85
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	86
ПРИЛОЖЕНИЕ. Высокочастотные Y-параметры и справочные данные малошумящих высокочастотных транзисторов.....	88

1 ВВЕДЕНИЕ

Вопросы расчёта чувствительности радиоприемников отражены в ряде учебников и пособий по проектированию радиоприёмников [1–7 и др.]. При этом применяются две различные методики расчёта чувствительности: для приёмников с настроенными антеннами с учётом внешних помех и собственных шумов; для приёмников с ненастроенными антеннами с учётом только внешних помех.

Приёмники диапазона ультракоротких волн (УКВ) и более коротких волн имеют обычно настроенные антенны и работают или на фиксированной частоте или в относительно небольшом частотном диапазоне. При оценке их чувствительности полагается, что сопротивление настроенной антенны чисто активно и используется режим близкий к режиму согласования антенны со входом приёмника, при котором коэффициент передачи сигнала на вход приёмника максимален. Для таких приёмников уровень внешних помех, характеризуемых шумовой температурой антенны, близок или ниже уровня внутренних шумов приёмника, характеризуемых его коэффициентом шума. Повышение чувствительности в этом случае связано прежде всего с уменьшением коэффициента шума приёмника, минимизация которого достигается выбором оптимальной связи антенны со входом приёмника и применением на входе приёмника малошумящих каскадов.

Стационарные приёмники длинных волн (ДВ), коротких волн (КВ), средних волн (СВ) являются, как правило, перестраиваемыми и работают с открытым ненастроенными антеннами, длина которых 5-15 метров. Сопротивление таких антенн имеет комплексный характер и существенно изменяется в диапазоне принимаемых частот. Из-за этого связь антенны с контуром входной цепи (ВЦ) приёмника выбирается слабой, а расчёт чувствительности

приёмника проводят без учёта шумов вещественного сопротивления антенны и внутренних шумов приёмника. Такое упрощение оправдано, так как относительно большая действующая высота открытой антенны, достигающая нескольких метров, обеспечивает на входе приёмника не только значительный уровень сигнала, но и значительный уровень внешних помех, существенно превышающий как собственные шумы антенны, так и внутренние шумы приёмника, снижать которые в этом случае нет необходимости.

Актуальны вопросы оценки чувствительности и способы её повышения для малогабаритных (переносных) приёмников, в которых используются малогабаритные антенны с небольшой действующей высотой (низкоэффективные антенны): штыревые (телескопические) с действующей высотой порядка десятков сантиметров и встроенные магнитные (рамочные, ферритовые) с действующей высотой порядка единиц сантиметров и менее. Параметры таких антенн также существенно зависят от частоты и реализация слабой связи антенн со входом приёмника при их малой действующей высоте приводит к тому, что уровни внешних помех и собственных шумов приёмника соизмеримы, а в ряде случаев внешние помехи оказываются даже меньше шумов приёмника. Оценка чувствительности и способы её увеличения, приемлемые для настроенных антенн, в этом случае не могут быть применены в полной мере, так как при слабой связи низкоэффективной антенны со входом приёмника отсутствует режим согласования.

В данное учебно-методическое пособие включены систематизированные сведения из разных литературных источников, касающиеся теоретических вопросов определения и минимизации собственных шумов приёмников на основе понятия дифференцированного коэффициента шума, вопросы оценки

влияния внешних шумов на чувствительность приёмников в разных частотных диапазонах, получены новые формулы и предложена новая методика оценки чувствительности приёмников с высокоэффективными антеннами, а также методика расчёта параметров высокоэффективных и низкоэффективных открытых антенн. Материал, включенный в приложение, содержит необходимые сведения для инженерной оценки чувствительности: рекомендации и формулы для расчета высокочастотных параметров биполярных и полевых транзисторов (для полевых транзисторов приведены неизвестные ранее формулы), справочные сведения о современных малошумящих транзисторах.

2 ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И СООТНОШЕНИЯ

2.1 Общие сведения

Чувствительность является одной из важнейших характеристик радиоприёмных устройств, определяющих нормальный приём полезных сигналов, то есть такой приём, при котором обеспечивается заданный режим работы оконечного прибора. Чувствительностью называется способность радиоприёмника обеспечить приём слабых сигналов с заданным качеством.

В низкочувствительных приёмниках величина чувствительности определяется в основном коэффициентом усиления радиотракта (РТ, РТ – часть приёмника от входа до детектора; часто РТ называют линейной частью приёмника.). Увеличение коэффициента усиления повышает чувствительность, так как при этом приёмник обеспечивает заданный уровень выходного сигнала при меньшем сигнале на входе.

Однако в реальных условиях приём полезных сигналов всегда происходит при воздействии шумов (помех) – внешних (атмосферных, промышленных, космических) и собственных,

мешающих приему слабых сигналов. При значительном усилении приёмника на его выходе вместе с полезным сигналом будут присутствовать и шумы, искажающие или даже подавляющие слабый полезный сигнал. Поэтому повышение чувствительности современных радиоприёмных устройств ограничивается не трудностью получения большого усиления полезного сигнала, а наличием шумов.

В связи с этим количественно чувствительность оценивается минимальным уровнем входного сигнала, обеспечивающим приём при заданных характеристиках качества.

В зависимости от типа используемых антенн чувствительность приёмного устройства выражают по-разному: в случае настроенной и согласованной со входом приёмника антенны – мощностью сигнала на входе приёмника P_c ; в случае ненастроенной антенны – величиной ЭДС сигнала в антенне E_c , в случае магнитной антенны (рамочной, ферритовой) – напряженностью поля в точке приёма ε_c , в случае апертурной антенны – плотностью потока мощности.

Различают два вида чувствительности – реальную и пороговую.

2.2 Реальная чувствительность

Реальная чувствительность приемника – это минимально допустимое значение мощности радиосигнала на входе приемника $P_{c\text{реал}}$ (либо минимально допустимое эффективное значение ЭДС радиосигнала в антенне $E_{c\text{реал}}$, либо минимально допустимое эффективное значение напряженности электромагнитного поля радиосигнала в точке приема $\varepsilon_{c\text{реал}}$), при котором на выходе приемника (в конечном устройстве – ОУ, рис. 2.1) обеспечивается определенное (заданное) отношение средней мощности сигнала S к

средней мощности шума N (определенное качество приема $\gamma_{\text{ВЫХ}} = S/N = \text{SNR}$, SNR – Signal to Noise Ratio).

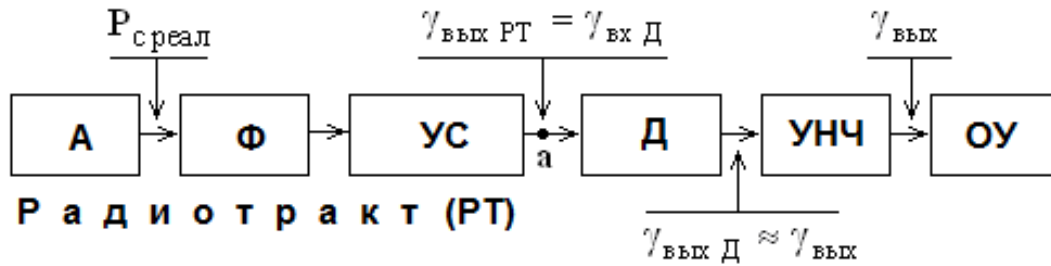


Рисунок. 2.1 – Обобщённая структурная схема радиоприемника.

A – приемная антенна; Φ – фидер;
 $УС$ – усилитель-селектор, выполняющий функции основного усиления и селекции радиосигнала;
 $Д$ – детектор; $УНЧ$ – усилитель низкой частоты;
 $ОУ$ – оконечное устройство

При настроенной и согласованной со входом приемника антенне ($R_A = R_{\text{ВХ}}$, где $R_{\text{ВХ}}$ – входное сопротивление приемника)

$\varepsilon_{\text{с реал}}$, $E_{\text{с реал}}$, $P_{\text{с реал}}$ связаны между собой следующим образом:

$$P_{\text{с реал}} = \left(\frac{E_{\text{с реал}}}{2} \right)^2 \frac{1}{R_{\text{ВХ}}} = \frac{E_{\text{с реал}}^2}{4R_{\text{ВХ}}} = \frac{E_{\text{с реал}}^2}{4R_A}; E_{\text{с реал}} = \varepsilon_{\text{с реал}} h_{\text{д}}, \quad (2.1)$$

где $h_{\text{д}}$ – коэффициент, называемый действующей высотой (или действующей длиной) антенны.

В общем случае реальная чувствительность зависит: от уровня собственных шумов приемника; от уровня внешних шумов (помех); от величины потерь в фидере приемника; от полосы пропускания РТ приемника, от величины $\gamma_{\text{ВЫХ}}$. Заметим, что коэффициент усиления приемника должен быть достаточным для того, чтобы увеличить принятую мощность $P_{\text{с реал}}$ до величины, при которой нормально работает ОУ приемника.

Отношение сигнал/шум на выходе приёмника, необходимое для нормальной работы оконечного прибора, характеризуется коэффициентами различимости $\gamma_{\text{ВЫХ}} = (P_c/P_{\text{ш}})_{\text{ВЫХ}} = \gamma_{\text{U Вых}}^2$, $\gamma_{\text{U Вых}} = (U_c/U_{\text{ш}})_{\text{ВЫХ}}$. Коэффициент различимости $\gamma_{\text{ВЫХ}}$ ($\gamma_{\text{U Вых}}$) определяется требованием к качеству приёма и зависит от вида модуляции, вида первичного (модулирующего) сигнала, способа регистрации сигнала на приёмном конце, а также от режима работы детектора и от индивидуальных свойств оператора.

Обычно значение $\gamma_{\text{ВЫХ}}$ (или $\gamma_{\text{U Вых}}$) указывается в техническом задании (ТЗ) на проектирование приёмника. При отсутствии такого указания $\gamma_{\text{ВЫХ}}$ рассчитывается исходя из требуемых критериев качества приёма сигналов [1-7]. При этом для приёмников систем обнаружения критериями качества является вероятность правильного приёма сигналов и вероятность ложных тревог, а для приёмников измерительных систем – точность измерения того или иного параметра сигнала. При ориентировочных расчетах можно использовать данные табл. 2.1 [1,2].

Низкочастотный тракт приёмника обычно мало изменяет отношение сигнал/шум, поэтому указанные в табл. 2.1 значения можно отнести к выходу детектора ($\gamma_{\text{ВЫХ Д}} \approx \gamma_{\text{ВЫХ}}$).

Значение $\gamma_{\text{ВХ Д}} = \gamma_{\text{ВЫХ РТ}}$ можно найти для диодного амплитудного детектора (АД) и диодного частотного детектора (ЧД), используя следующие формулы, определяющие изменение отношения мощностей сигнал/шум при детектировании [1-4]:

$$\gamma_{\text{ВХ АД}} \approx \frac{\gamma_{\text{ВЫХ АД}}}{m_{\text{ср}}^2}; \quad (2.2)$$

$$\gamma_{\text{ВХ ЧД}} \approx \frac{\gamma_{\text{ВЫХ ЧД}}}{3M_{\text{ЧМ}}^3}, \quad (2.3)$$

где $m_{\text{ср}} \approx 0,3$ – среднее значение индекса модуляции АМ-сигнала;

$M_{\text{ЧМ}} = (f_{\text{д max}} / F_{\text{В}})$ – индекс частотной модуляции;

$f_{\text{д max}}$ – максимальная девиация частоты несущей;

$F_{\text{В}}$ – наивысшая частота модуляции.

При гетеродинном (синхронном или асинхронном) детектировании (ГД):

$$\gamma_{\text{ВХ ГД}} \approx \gamma_{\text{ВЫХ ГД}}. \quad (2.4)$$

Таблица 2.1

Требуемое отношение сигнал/шум (помехи) на выходе приёмника

Вид сигнала и способ регистрации	$\gamma_{\text{ВЫХ}}$	$\gamma_{\text{ш ВЫХ}}$	$\gamma_{\text{ВЫХ}}, \text{ дБ}$
Радиовещание	100...1000	10...31,62	20...30
Телевидение (сигналы изображения)	50...1000	7,07...31,62	17...30
Радиотелефонная связь	10...100	3...10	10...20
Радиотелефонная связь:			
при приёме на слух	0,5...4	0,71...2	-3...6
при буквопечатающем приёме	10...100	3...10	10...20
Импульсная радиорелейная связь	3...10	1,73...3,16	5...10
Импульсная радиолокация	0,5...10	0,71...3,16	-3...10
Радиоуправление	25...400	5...20	14...26

2.3 Пороговая чувствительность

Пороговой чувствительностью приемника называется минимальная мощность на входе приемника $P_{с\text{пор}}$ (либо минимальная эффективная ЭДС сигнала в антенне $E_{с\text{пор}}$, либо минимальное эффективное значение напряженности электрического поля радиосигнала в точке приема $\varepsilon_{с\text{пор}}$), при которой на выходе РТ приёмника (на входе детектора) обеспечивается отношение сигнал/шум равно единице.

Пороговая чувствительность отображает свойства только радиотракта (линейной части приёмника), зато исключает ряд субъективных факторов: влияние детектора (в котором может измениться отношение сигнал/шум), окончного прибора и индивидуальных свойств оператора.

Реальная и пороговая чувствительность связаны простыми соотношениями:

$$P_{с\text{реал}} = \gamma_{\text{вых РТ}} P_{с\text{пор}} \quad \text{или} \quad E_{с\text{реал}} = \gamma_{\text{и вых РТ}} E_{с\text{пор}}, \quad (2.5)$$

где $\gamma_{\text{и вых РТ}}$ и $\gamma_{\text{вых РТ}} = \gamma_{\text{и вых РТ}}^2$ – коэффициенты различимости, равные отношению сигнал/шум на выходе РТ.

Можно вести расчёт приёмника на пороговую чувствительность, гарантируя тем самым возможность осуществлять нормальный приём сигналов при любом отношении сигнал/шум на входе детектора. При этом избыточное усиление при работе приёмника устраняется регулировкой усиления, в частности автоматической регулировкой усиления (АРУ). В редких случаях расчет ведется на чувствительность выше пороговой, например, для приёмников радиотелеграфной связи при приёме на слух, а также для приёмников систем импульсной радиолокации, когда $\gamma_{\text{вых}} < 1$.

Более объективным параметром является реальная чувствительность приёмника, поскольку при её оценке учитывается качество приёма.

2.4 Шумовая полоса

При расчёте чувствительности следует учитывать только те спектральные составляющие шумов, которые проходят на выход радиоприёмника. Следовательно, мощность шумов пропорциональна полосе пропускания, в которой они рассчитываются или измеряются.

Резонансные характеристики реальных приёмников отличаются от идеальных (прямоугольных), поэтому полоса пропускания приёмника $\Pi_{0,7}$, определяемая на уровне половинной мощности (на уровне 0,707 по напряжению), не учитывает спектральных составляющих шума за её пределами. Вследствие этого возникает необходимость в понятии эффективной (шумовой) полосы, учитывающей спектральные составляющие шума, проходящие на выход радиоприёмника.

Под *эффективной полосой шумов* $\Pi_{ш}$ понимается ширина идеализированной (прямоугольной) резонансной характеристики с единичной ординатой, равновеликой по площади реальной нормированной резонансной характеристике по мощности:

$$\Pi_{ш} = \int_0^{\infty} y^2(f) df,$$

где $y(f)$ – реальная нормированная резонансная характеристика по напряжению.

Шумовая полоса учитывает все составляющие шума на выходе приёмника независимо от их малости. Поэтому $\Pi_{ш}$ превышает

полосу пропускания $\Pi_{0,7}$ и совпадает с ней только в случае прямоугольных частотных характеристик.

Как и реальная резонансная характеристика, шумовая полоса является функцией числа каскадов m (для супергетеродинных приемников, как правило, m – число каскадов тракта промежуточной частоты). Кроме того, шумовая полоса зависит от вида избирательных систем. С увеличением m шумовая полоса $\Pi_{ш}$ уменьшается и приближается к полосе пропускания $\Pi_{0,7}$ (табл. 2.2).

Поэтому для многокаскадных (многоконтурных) приёмников можно полагать, что

$$\Pi_{ш} = (1 \dots 1,1) \Pi_{0,7}. \quad (2.6)$$

Таблица 2.2

**Зависимость отношения $\Pi_{ш}/\Pi_{0,7}$ от числа каскадов m
для различных типов избирательных систем**

Тип избирательных систем	m					
	1	2	3	4	5	6
Одноконтурные настроенные каскады	1,57	1,22	1,16	1,13	1,11	1,10
Двойки взаимнорасстроенных каскадов (критическая расстройка)		1,11		1,04		1,02
Тройки взаимнорасстроенных каскадов (критическая расстройка)			1,05			1,01
Каскады с двумя связанными контурами (критическая связь)	1,11	1,04	1,02	1,01	1,01	1,01
Каскады с ФСС	1	1				

Однако для приёмников с небольшим числом слабоизбирательных каскадов (например, для приёмников прямого преобразования) различие между $\Pi_{ш}$ и $\Pi_{0,7}$ является существенным, и для определения $\Pi_{ш}$ следует использовать данные табл. 2.2.

Величина полосы пропускания $\Pi_{0,7}$ определяется шириной спектра Δf_c принимаемого сигнала (который должен быть пропущен к детектору) и величиной расширения полосы для учёта нестабильностей частоты, неточности настроек приёмника, а также доплеровским смещением частоты сигнала. Величина Δf_c зависит от вида и параметров модуляции и степени частотных искажений. Полосу пропускания приёмников различного назначения можно рассчитать по формулам, приведенным в [1–7].

2.5 Шумы элементов радиоприёмника

В приёмнике имеются различные источники шума, обусловленного случайным отклонением напряжений и токов в цепях и усилительных приборах от заданного закона изменения этих величин во времени. Из-за случайного характера шума интенсивность электрических флуктуаций характеризуется эффективным (среднеквадратичным) значением шумового напряжения или тока, квадраты которых пропорциональны средней мощности шума, измеряемой в течение длительного времени.

2.5.1 Шумы сопротивлений. Номинальная шумовая мощность

Шумы сопротивлений имеют тепловую природу и вызваны хаотичным тепловым движением электронов в объеме сопротивления. Уровень шумов возрастает с увеличением интенсивности теплового движения, то есть с ростом температуры тела.

Для комплексного сопротивления $\dot{Z} = R + jX$ квадрат эффективного значения ЭДС теплового шума в состоянии теплового равновесия при абсолютной температуре T определяется формулой Найквиста

$$E_{\text{ш}}^2 = 4kTR\Pi_{\text{ш}}, \quad (2.7)$$

где $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж / К – постоянная Больцмана;

R – активная составляющая комплексного сопротивления;

$\Pi_{\text{ш}}$ – шумовая полоса сопротивления \dot{Z} с учётом цепи, на которую оно нагружено.

Реактивная составляющая X комплексного сопротивления в выражение (2.7) не входит, так как она связана с наличием электрического и магнитного полей зарядов, тепловое движение которых уже учтено. Однако составляющая X влияет на шумовую полосу.

Таким образом, шумящее сопротивление R можно представить эквивалентной схемой в виде последовательно соединённых нешумящего сопротивления величиной R и генератора шумовой ЭДС, определяемой формулой (2.7).

Иногда удобнее оперировать эквивалентной схемой с генератором тока. В этом случае схема представляется параллельным соединением нешумящей проводимости $g = 1/R$ и генератора шумового тока, величина которого определяется выражением

$$I_{\text{ш}}^2 = E_{\text{ш}}^2 / R^2 = 4kT\Pi_{\text{ш}}. \quad (2.8)$$

На практике важной характеристикой является *номинальная шумовая мощность*, то есть мощность, которую шумящее сопротивление R , находящееся при абсолютной температуре T , отдаёт в согласованную нагрузку:

$$P_{\text{шн}} = E_{\text{ш}}^2 R / (R + R)^2 = kT\Pi_{\text{ш}}. \quad (2.9)$$

Из формулы (2.9) следует, что номинальная шумовая мощность не зависит от величины шумящего сопротивления, она определяется только абсолютной температурой сопротивления и

шумовой полосой. Кроме того, номинальная шумовая мощность не зависит от частоты. Поэтому спектр тепловых шумов равномерен в широком частотном интервале до значений частоты порядка 10^{12} Гц,

Если шумящее сопротивление R имеет стандартную (комнатную) температуру $T = T_0 = 290$ К (считается, что комнатная температура $t = 17^\circ\text{C}$), то номинальная шумовая мощность обозначается $P_{ш0}$:

$$P_{ш0} = kT_0\Pi_{ш}. \quad (2.10)$$

Из (2.9) следует, что *спектральная плотность номинальной шумовой мощности* (то есть *мощность, приходящаяся на единичный частотный интервал*):

$$\check{P}_{ш} = P_{шн}/\Pi_{ш} = kT. \quad (2.11)$$

2.5.2 Шумы произвольных пассивных двухполюсников

Эти шумы можно описывать так же, как и в случае сопротивлений, так как электрические флуктуации в пассивных цепях обусловлены таким же тепловым движением свободных носителей электрических зарядов и, следовательно, являются тепловыми шумами. Для пассивных цепей любой структуры справедливо их представление в виде одной из двух эквивалентных шумовых схем: либо с генератором шумовой ЭДС (2.7) с внутренним сопротивлением R , либо с генератором шумового тока (2.8) с проводимостью g .

Шумовые свойства различных двухполюсников удобно сравнить, сопоставляя их спектральные плотности номинальной шумовой мощности с эталонной спектральной плотностью, рассчитанной для стандартной температуры $T_0 = 290$ К:

$$\check{P}_{ш0} = kT_0. \quad (2.12)$$

При этом в качестве шумового параметра пользуются *относительной шумовой температурой двухполюсника* [6], которую определяют как отношение спектральной плотности номинальной шумовой мощности (2.11) к эталонной спектральной плотности (2.12):

$$t = \check{P}_{ш} / \check{P}_{ш0} = T / T_0. \quad (2.13)$$

Наряду с параметром t используется также *абсолютная шумовая температура двухполюсника*, которая согласно (2.13) равна:

$$T = tT_0. \quad (2.14)$$

2.5.3 Шумы колебательных контуров

Шумы колебательных контуров обусловлены сопротивлением контурных потерь, развивающем внутри контуров шумовую ЭДС согласно (2.7). Перерасчёт этой ЭДС к зажимам параллельного контура с резонансным R_k даёт следующее:

$$E_{шк}^2 = 4kTR_k \Pi_{ш}. \quad (2.15)$$

Как и в случае сопротивлений, шумовую ЭДС контура можно уменьшить путём его охлаждения.

Таким образом, эквивалентную шумовую схему параллельного колебательного контура, как пассивного двухполюсника, можно представить в виде последовательного соединения сопротивления R_k и генератора шумовой ЭДС, вычисляемой согласно (2.15), или параллельного соединения проводимости $g_k = 1/R_k$ и генератора шумового тока, квадрат эффективного значения которого равен:

$$I_{шк}^2 = 4kTg_k \Pi_{ш}. \quad (2.16)$$

2.5.4 Шумы усилительных приборов

Шумы усилительных приборов (УП) имеют более сложную физическую природу, обусловленную разнообразием происходящих в УП процессов.

Составляющими шума в УП являются:

1) дробовые шумы, обусловленные дискретной структурой потока носителей электрических и учитываемые специальным шумовым параметром – шумовым сопротивлением $R_{ш}$. Под $R_{ш}$ понимают сопротивление такого воображаемого (фиктивного) резистора, включенного на вход нешумящего УП, которое при стандартной температуре T_0 создаёт на выходе УП шумовой ток, равный шумовому току реального УП от дробового эффекта. На эквивалентной шумовой схеме дробовые шумы отображаются включением на вход УП генератора шумовой ЭДС $E_{шдр}$, величина которой определяется согласно (2.7) при $R = R_{ш}$ и $T = T_0$;

2) шумы распределения, обусловленные случайным перераспределением общего потока носителей электрических зарядов между электродами и учитываемыми соответствующим увеличением $R_{ш}$;

3) тепловые шумы распределённых омических сопротивлений в кристалле полупроводника (в электронных лампах – наведенные шумы, проявляющиеся на метровых и более коротких волнах из-за соизмеримости времени пролёта электронов между электродами лампы с периодом колебаний усиливаемых сигналов, а также из-за влияния обратной связи через индуктивность катодного вывода). Эта составляющая шума приписывается входной проводимости g_{11} , имеющей температуру $T_{11} = t_{11}T_0$. Величина t_{11} , называемая относительной шумовой температурой входной проводимости и

являющаяся вторым шумовым параметром УП, возрастает с ростом частоты. В случае биполярных транзисторов параметр t_{11} учитывает кроме того статистическую связь между токами базы и коллектора, а также частично дробовые шумы и шумы распределения. На эквивалентной шумовой схеме эта составляющая шума отображается включением параллельно входной проводимости g_{11} генератора шумового тока, величина которого определяется согласно (2.8) при $T_{11} = t_{11}T_0$;

4) мерцательные (низкочастотные) шумы, обусловленные локальным изменением электрических свойств материала УП. Эту составляющую шума, интенсивность которой обратно пропорциональна частоте, можно не учитывать на частотах выше единиц килоггерц.

Шумовые параметры $R_{ш}$ и t_{11} можно рассчитать по приближенным формулам [3,4]:

для биполярных транзисторов на частотах менее $0,3f_{гр}$ ($f_{гр}$ или f_T – частота, на которой для схемы с общим эмиттером (ОЭ) $|\dot{\beta}| = 1$);

$$R_{ш} = 20I_k/S^2; \quad (2.17)$$

где $S = |\dot{Y}_{21}|$ – модуль крутизны характеристики транзистора;

I_k – ток коллектора (числовой коэффициент «20» имеет размерность $[B^{-1}]$);

$$t_{11} = g_{11}^{-1} \left\{ r_{\bar{c}} \left[(g'_{и} + g'_{к})^2 + \omega^2 C_{11}^2 (1 + G_{ш} r_{\bar{c}}) \right] + G_{ш} \left[1 + r_{\bar{c}} (g'_{и} + g'_{к}) \right]^2 \right\}, \quad (2.18)$$

где $r_{\bar{c}}$ – объёмное сопротивление базы;

$g'_{и} = g_{и} m_1^2 / m_2^2$ – проводимость источника, пересчитанная ко входу УП;

$g'_{к} = g_{к} / m_2^2$ – проводимость входного контура, пересчитанная ко входу УП;

m_1 – коэффициент включения источника во входной контур;

m_2 – коэффициент включения УП во входной контур;

ω – рабочая частота;

g_{11} и C_{11} – входные проводимость и ёмкость транзистора;

$$G_{ш} = 20I_{к}/\beta_0;$$

β_0 – коэффициент усиления тока транзистора в схеме с ОЭ
(числовой коэффициент «20» имеет размерность $[B^{-1}]$);

для полевых транзисторов

$$R_{ш} = (0,6...0,75) / \operatorname{Re} \left(\dot{Y}_{21} \right), \quad t_{11} = 1. \quad (2.19)$$

Таким образом, все УП характеризуются двумя шумовыми параметрами: $R_{ш}$ и t_{11} , которые отображают источники шумов УП и не зависят от способа включения УП. Поэтому для всех УП с любым способом включения справедлива обобщённая эквивалентная шумовая схема, приведённая на рис. 2.2.

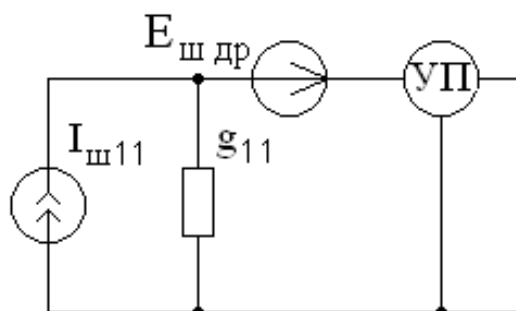


Рисунок 2.2 – Обобщенная эквивалентная шумовая схема УП

2.6 Шумы приёмных антенн

Антенна наряду с полезным сигналом воспринимает и излучение различных шумов. По мере совершенствования техники радиоприёма удельный вес собственных шумов радиоприёмников уменьшается. Но шумы, наводимые в приёмной антенне, неустранимы и поэтому именно они в определенном диапазоне частот определяют предел повышения чувствительности радиоприёмных устройств.

2.6.1 Шумы в диапазонах ОВЧ, УВЧ, СВЧ

При расчёте чувствительности приёмника в диапазонах очень высоких частот (ОВЧ, $0,03 \text{ ГГц} < f < 0,3 \text{ ГГц}$), ультравысоких частот (УВЧ, $0,3 \text{ ГГц} < f < 3 \text{ ГГц}$), сверхвысоких частот (СВЧ, $3 \text{ ГГц} < f < 30 \text{ ГГц}$) учитываются воспринимаемые антенной внешние шумовые излучения и внутренние (собственные) шумы антенны.

Мощность собственных шумов пропорциональна сопротивлению потерь антенны $R_{\text{пот}}$, а мощность внешних шумов – сопротивлению излучения R_{Σ} антенны. Величины мощностей определяются соответствующими шумовыми температурами.

Основными внешними шумами в диапазоне СВЧ являются следующие.

Тепловой шум Земли, характеризуемый температурой $T_{\text{зем}}$, обусловлен излучением поверхности Земли (со стандартной температурой T_0), а также тепловыми флуктуациями заряженных частиц атмосферного воздуха (с температурой $T_{\text{в}}$), окружающего антенну. Температура $T_{\text{зем}}$ зависит от частоты, свойств земной

поверхности и свойств воздуха, вида ДНА и её ориентации и может быть представлена в виде:

$$T_{\text{зем}} = aT_0 + T_{\text{в}}.$$

В случае узких ДНА, ориентированных под некоторым углом над горизонтом, значение aT_0 определяется боковыми лепестками ДНА, и на частотах $f < 10 \text{ ГГц}$ коэффициент "а" оценивается средней величиной 0,1–0,15. Для ДНА, ориентированных под отрицательным углом к горизонту (например, в бортовых системах обзора земной поверхности), коэффициент "а" значительно больше.

Шумовая температура атмосферного воздуха $T_{\text{в}}$ возрастает с уменьшением угла места максимума диаграммы направленности антенны (ДНА), что соответствует большей толщине слоя атмосферы в направлении ДНА, а также с ростом частоты, но не превосходит стандартной температуры $T_0 = 290 \text{ К}$ (рис. 2.3) [5].

Для упрощения расчетов полагают, что температура теплового шума Земли для любой частоты приема f постоянна и определяется выражением:

$$T_{\text{зем}} = (aT_0 + T_{\text{в}}) \approx T_0 = 290 \text{ К}. \quad (2.20)$$

Квадрат шумовой ЭДС в антенне от теплового шума Земли

$$E_{\text{ш зем}}^2 = 4kT_{\text{зем}}R_{\Sigma}\Pi_{\text{ш}} = 4kT_0R_{\Sigma}\Pi_{\text{ш}}, \quad (2.21)$$

Галактический (космический) шум, создаваемый радиоизлучением различных космических объектов; этот шум характеризуется общим уровнем фона, создаваемого межзвездным ионизированным газом и другими относительно маломощными источниками, на который накладывается излучение мощных радиоисточников (Солнце, радиоисточники в созвездиях

Кассиопеи, Лебедя и др.), если они попадают в ДНА или её лепестки. Квадрат ЭДС галактического шума

$$E_{\text{шгал}}^2 = 4kT_{\text{гал}} R_{\Sigma} \Pi_{\text{ш}} \quad (2.22)$$

определяется шумовой температурой $T_{\text{гал}}$, зависящей от ориентации ДНА и частоты (рис. 2.3).

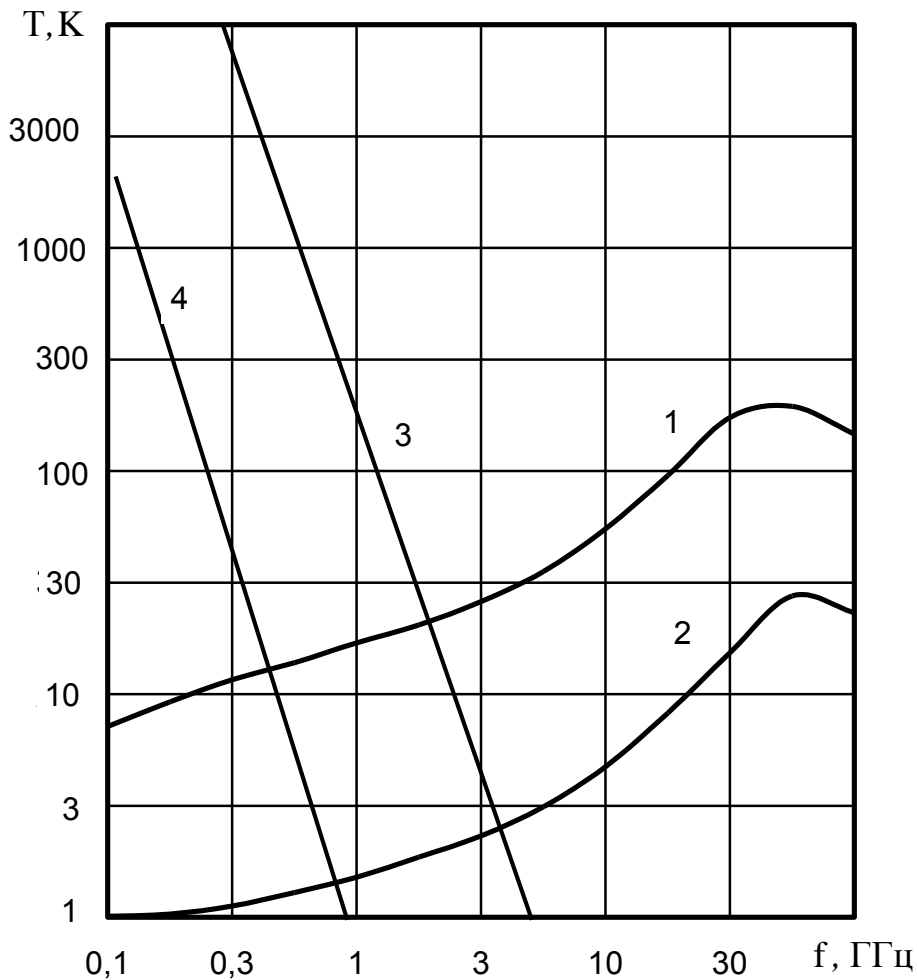


Рисунок 2.3 – Зависимость составляющих температуры антенны от частоты.

- 1 – $T_{\text{в}}$ для угла места ДНА $\theta = 8^{\circ}$;
- 2 – $T_{\text{в}}$ для угла места ДНА $\theta = 90^{\circ}$;
- 3 – максимальная $T_{\text{гал}}$;
- 4 – минимальная $T_{\text{гал}}$

Максимум галактических шумов наблюдается в направлении вдоль экватора Галактики, что соответствует большому количеству

охватываемых радиоисточников, а минимум – в направлении её полюсов. С ростом частоты шумовая температура $T_{\text{гал}}$ убывает и в земных условиях приёма при $10 \text{ МГц} \leq f \leq 120 \text{ МГц}$ (при $f < 10 \text{ МГц}$ галактические шумы не проходят через ионосферу) среднее по всем возможным направлениям значение $T_{\text{гал}}$ можно вычислить по формуле:

$$T_{\text{гал}} = (1,8 \cdot 10^6) T_0 / f^3. \quad (2.23)$$

В условиях приёма за пределами Земли (при космической связи, когда ДНА не захватывает Землю) галактический шум является единственным видом внешних шумов. Его минимум ограничивается реликтовым излучением с шумовой температурой $T_{\text{гал}} \approx 3 \text{ К}$ (в диапазоне волн от нескольких миллиметров до десятков сантиметров). Однако среднее значение температуры галактического шума по всем возможным направлениям при приёме в космосе $T_{\text{гал}} \approx 50 \text{ К}$ [8, 9].

Квадрат полной шумовой ЭДС внешних шумов:

$$E_{\text{ш внеш}}^2 = E_{\text{ш зем}}^2 + E_{\text{ш гал}}^2 = 4kT_{\text{внеш}} R_{\Sigma} \Pi_{\text{ш}}, \quad (2.24)$$

где с учётом (2.21) и (2.22) шумовая температура внешних шумов

$$T_{\text{внеш}} = (T_{\text{зем}} + T_{\text{гал}}) = (T_0 + T_{\text{гал}}).$$

Собственный шум антенны, являющийся тепловым шумом сопротивления потерь антенны $R_{\text{пот}}$ при стандартной температуре T_0 и оцениваемый квадратом шумовой ЭДС:

$$E_{\text{ш соб}}^2 = 4kT_0 R_{\text{пот}} \Pi_{\text{ш}}. \quad (2.25)$$

Для удобства расчетов суммарные шумы антенны (внешние и собственные)

$$E_{\text{ш А}}^2 = E_{\text{ш внеш}}^2 + E_{\text{ш соб}}^2 \quad (2.26)$$

приписывают ее полному сопротивлению R_A , имеющему температуру T_A .

Температуру T_A называют эффективной шумовой температурой антенны.

С учетом (2.24) и (2.25) вместо (2.26) имеем:

$$E_{шA}^2 = 4kT_A R_A \Pi_{ш}. \quad (2.27)$$

Выражение (2.27) можно представить также в виде:

$$E_{шA}^2 = 4kT_0 t_A R_A \Pi_{ш}, \quad (2.28)$$

где $t_A = T_A/T_0$ – относительная шумовая температура антенны.

При оценке чувствительности радиоприёмных устройств в условиях земного приема на частотах $f > 120$ МГц (где галактические шумы исчезающе малы) считают, что шумовая температура антенны равна температуре шума Земли

$$T_A = T_{зем} = T_0 = 290\text{К}, \text{ а } t_A = T_A/T_0 = 1. \quad (2.29)$$

2.6.2 Шумы в диапазоне ВЧ и умеренно высоких частот

В диапазоне высоких частот (ВЧ, $3 \text{ МГц} < f < 30 \text{ МГц}$) и умеренно высоких частот ($f < 3 \text{ МГц}$) тепловые шумы антенны пренебрежимо малы по сравнению с другими видами внешних шумов. В этом диапазоне основными видами шумов являются *атмосферный шум, промышленный шум, галактический шум*. Атмосферные (грозовые) и промышленные помехи носят импульсный характер. Однако в пределах полосы приемника интенсивность спектральных составляющих импульсных помех можно считать постоянной. Поэтому импульсные атмосферные (грозовые) и промышленные помехи называют атмосферными и промышленными шумами [8,9].

Атмосферный шум вызывается различными явлениями, связанным с атмосферным электричеством, главным образом,

грозовой активностью в экваториальном поясе земного шара. Грозовые разряды обладают широким спектром частот, максимум которого находится вблизи 10 кГц. С ростом частоты интенсивность атмосферного шума быстро уменьшается (рис. 2.4) [6, 8, 9].

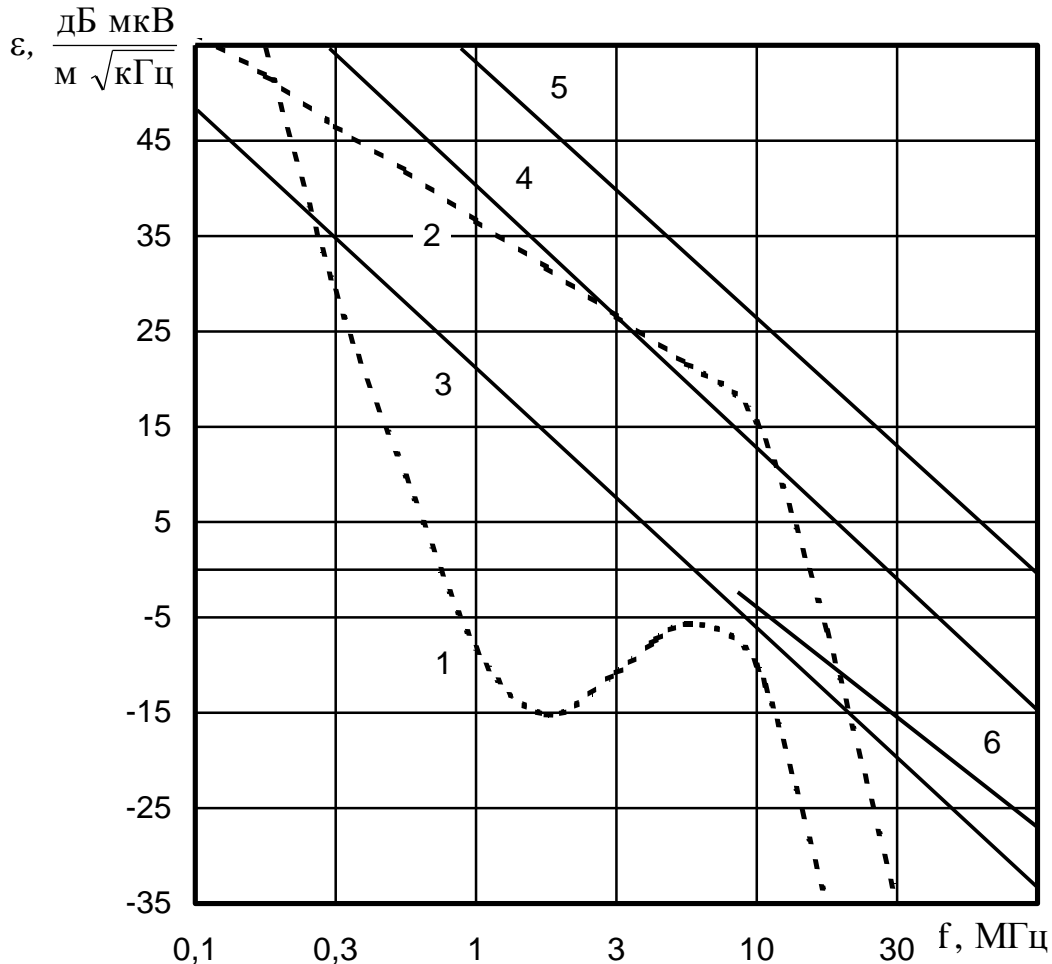


Рисунок 2.4 – Усреднённая зависимость напряженности поля внешних шумов от частоты в полосе шумов 1 кГц

- (1 – атмосферный шум днём, 2 – атмосферный шум ночью,
3 – промышленный шум в сельской местности,
4 – промышленный шум в малом городе,
5 – промышленный шум в большом городе, 6 – галактический шум)

Уровень атмосферного шума выше при приёме с южных направлений (для северного полушария) в летнее время (усиление грозовой деятельности) на низких широтах (близость грозовых очагов) и сильно изменяется, следуя за колебаниями грозовой

деятельности, состоянием ионосферы и условиями распространения радиоволн. Из-за поглощения ионосферы пространственной волны уровень атмосферного шума на длинных и средних волнах в дневное время ниже чем ночью; на коротких волнах различие уменьшается и на частотах больше (10 – 20) МГц дневные значения становятся выше. Уровень атмосферного шума резко возрастает при местной грозе. В полярных областях сказывается северное сияние. Уровень шума также повышается при местных пылевых бурях.

Промышленный (индустриальный) шум возникает в различных приборах и аппаратах, работа которых связана с искрообразованием. Его интенсивность сильно зависит от местных условий: степени индустриализации, мер борьбы с шумом этого типа, а также от энергоснабжения, так как значительная часть промышленного шума распространяется по электросетям. Уровень промышленного шума убывает с ростом частоты (рис. 2.4). В крупных индустриальных центрах этот вид шума является основным, превышая атмосферный шум.

Галактический (космический) шум достигает нижней атмосферы и поверхности Земли на частотах, превышающих критическую частоту слоя F_2 ионосферы: днём от 5 до 15 МГц, ночью от 2 до 8 МГц. Галактический шум следует учитывать на частотах выше 10 МГц, когда его уровень соизмерим или превышает уровень атмосферного шума и промышленного шума (рис. 2.4).

В диапазоне умеренно высоких частот используются, как правило, ненастроенные антенны. Интенсивность шумов в этом диапазоне представляется удельной напряженностью поля каждого вида шума, приходящейся на единичный частотный интервал 1 кГц (рис. 2.4). В предположении статистической независимости

рассмотренных видов шумов для суммарной удельной напряженности поля внешних шумов в точке приёма справедливо выражение:

$$\varepsilon_{\text{швнеш}}^2 = \varepsilon_{\text{атм}}^2 + \varepsilon_{\text{пром}}^2 + \varepsilon_{\text{косм}}^2. \quad (2.30)$$

При этом ЭДС суммарного внешнего шума в антенне:

$$E_{\text{швнеш}}^2 = \varepsilon_{\text{швнеш}}^2 h_{\text{д}}^2 \Pi'_{\text{ш}}, \quad (2.31)$$

где $\Pi'_{\text{ш}}$ – шумовая полоса, выраженная в килогерцах:

$$\Pi'_{\text{ш}} = (10^{-3}) \Pi_{\text{ш}}.$$

Иногда в диапазоне умеренно высоких частот используются настроенные антенны. В этих случаях интенсивность шумов удобно характеризовать шумовой температурой антенны T_A . Приписывая внешние шумы сопротивлению антенны, имеем:

$$E_{\text{швнеш}}^2 = 4k T_A R_A \Pi_{\text{ш}}. \quad (2.32)$$

Приравнявая (2.31) и (2.32), получаем величину шумовой температуры антенны, соответствующую суммарному уровню атмосферных, промышленных и космических шумов:

$$T_A = (10^{-3}) \varepsilon_{\text{швнеш}}^2 h_{\text{д}}^2 / 4k R_A. \quad (2.33)$$

Входящие в формулу (3.33) параметры некоторых простейших настроенных антенн приведены в табл. 2.3, где λ – длина волны принимаемого сигнала, выраженная в метрах.

Таблица 2.3

Параметры простейших настроенных антенн

Тип антенны	$h_{\text{д}}, \text{м}$	$R_A, \text{Ом}$
Вертикальная четвертьволновая (четвертьволновый заземлённый вибратор)	$\lambda/2\pi$	36,6
Полуволновый вибратор (симметричный вибратор)	λ/π	73,2
Шлейф-вибратор (петлевой вибратор)	$2\lambda/\pi$	292

Значения R_A , приведенные в табл. 2.3, с приемлемой для инженерных расчётов точностью можно использовать при условии, что длина провода антенны не менее чем на два порядка превышает его диаметр. В противном случае величину R_A можно рассчитать, используя формулу (5.1).

Особенности подключения антенн, указанных в табл. 2.3, ко входу приёмника описаны в подразделе 3.1.

2.7 Коэффициент шума

Для сравнения шумовых свойств различных приёмников (а также отдельных каскадов приёмника) используют шумовые характеристики, одной из которых является коэффициент шума. Он используется и для расчёта реальной и пороговой чувствительности радиоприёмников.

2.7.1 Реальный коэффициент шума

Отдельные каскады приёмника и весь его РТ можно представить в виде четырёхполюсников.

Если на входе шумящего четырёхполюсника включен шумящий источник сигнала с внутренним сопротивлением $R_{и}$ и шумовой температурой $T_{и}$, то на выходе четырёхполюсника будут присутствовать как шумы, обусловленные источником сигнала с мощностью $P_{ш и вых}$, так и шумы самого четырёхполюсника (собственные шумы) с мощностью $P_{ш соб вых}$.

Отношение суммарной выходной шумовой мощности $P_{ш \Sigma вых} = P_{ш и вых} + P_{ш соб вых}$ к величине $P_{ш и вых}$ называется реальным коэффициентом шума четырёхполюсника N_p :

$$N_p = \frac{P_{\text{ш } \Sigma \text{ вых}}}{P_{\text{ш и вых}}} = \frac{P_{\text{ш и вых}} + P_{\text{ш соб вых}}}{P_{\text{ш и вых}}} = 1 + \frac{P_{\text{ш соб вых}}}{P_{\text{ш и вых}}}. \quad (2.34)$$

Таким образом, *реальный коэффициент шума показывает во сколько раз увеличивается выходная шумовая мощность четырёхполюсника за счёт его собственных шумов по сравнению с усиленной шумовой мощностью источника сигнала, находящегося при температуре $T_{\text{и}}$.*

Т.к. коэффициент усиления четырехполюсника по мощности

$$K = \frac{P_{\text{с вых}}}{P_{\text{с вх}}} = \frac{P_{\text{ш и вых}}}{P_{\text{ш и вх}}} = \frac{P_{\text{ш соб вых}}}{P_{\text{ш соб вх}}} \quad (2.35)$$

(где $P_{\text{с вх}}$ и $P_{\text{с вых}}$ – мощности сигнала на входе и выходе четырёхполюсника), то шумовые мощности с выхода четырёхполюсника можно пересчитать на его вход, разделив числитель и знаменатель (2.34) на K .

Тогда:

$$\begin{aligned} N_p &= \frac{P_{\text{ш } \Sigma \text{ вых}} / K}{P_{\text{ш и вых}} / K} = \frac{P_{\text{ш } \Sigma \text{ вх}}}{P_{\text{ш и вх}}} = \\ &= \frac{P_{\text{ш и вх}} + P_{\text{ш соб вх}}}{P_{\text{ш и вх}}} = 1 + \frac{P_{\text{ш соб вх}}}{P_{\text{ш и вх}}}. \end{aligned} \quad (2.36)$$

Если (2.34) умножить и поделить на $P_{\text{с вх}}$, то получим следующее выражение для реального коэффициента шума:

$$N_p = \frac{P_{\text{ш } \Sigma \text{ вых}}}{P_{\text{ш и вых}}} \cdot \frac{P_{\text{с вх}}}{P_{\text{с вх}}} =$$

$$= \frac{P_{\text{Ш}\Sigma\text{ВЫХ}} P_{\text{с ВХ}}}{P_{\text{Ш и ВХ}} K P_{\text{с ВХ}}} = \frac{P_{\text{с ВХ}}}{P_{\text{Ш и ВХ}}} = \frac{\left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{Ш и}}}\right)_{\text{ВХ}}}{\left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{Ш}\Sigma}}\right)_{\text{ВЫХ}}}. \quad (2.37)$$

Из (2.37) следует, что коэффициент шума показывает, во сколько раз уменьшается отношение сигнал/шум по мощности на выходе четырёхполюсника по сравнению с отношением сигнал/шум по мощности на его входе.

На основе (2.34) можно записать, что

$$N_p = \frac{P_{\text{Ш}\Sigma\text{ВЫХ}}}{P_{\text{Ш и ВХ}}} = \frac{P_{\text{Ш}\Sigma\text{ВЫХ}}}{P_{\text{Ш и ВХ}} K}. \quad (2.38)$$

Из (2.38) следует, что

$$\frac{P_{\text{Ш}\Sigma\text{ВЫХ}}}{K} = P_{\text{Ш}\Sigma\text{ВХ}} = P_{\text{Ш и ВХ}} N_p, \quad (2.39)$$

т.е. коэффициент шума показывает во сколько раз полная мощность шумов, приведенная ко входу четырехполюсника, больше мощности шумов источника.

Зная величину N_p , можно найти собственную мощность шумов четырехполюсника, приведенную к его входу:

$$\begin{aligned} P_{\text{Ш соб ВХ}} &= P_{\text{Ш}\Sigma\text{ВХ}} - P_{\text{Ш и ВХ}} = P_{\text{Ш и ВХ}} N_p - P_{\text{Ш и ВХ}} = \\ &= P_{\text{Ш и ВХ}} (N_p - 1). \end{aligned} \quad (2.40)$$

В ряде случаев бывает удобнее выражать коэффициент шума через эффективные значения шумовых токов $I_{\text{Ш}}$ или шумовых ЭДС $E_{\text{Ш}}$ (шумовых напряжений $U_{\text{Ш}}$). Так как входные и выходные шумовые мощности рассеиваются на одних и тех же входных и выходных нагрузках, то согласно (2.34) и (2.36)

$$N_p = \left(\frac{E_{\text{ш}\Sigma}^2}{E_{\text{ш}\text{и}}^2} \right)_{\text{ВХ, ВЫХ}} = 1 + \left(\frac{E_{\text{ш}\text{соб}}^2}{E_{\text{ш}\text{и}}^2} \right)_{\text{ВХ, ВЫХ}} \quad (2.41)$$

или

$$N_p = \left(\frac{I_{\text{ш}\Sigma}^2}{I_{\text{ш}\text{и}}^2} \right)_{\text{ВХ, ВЫХ}} = 1 + \left(\frac{I_{\text{ш}\text{соб}}^2}{I_{\text{ш}\text{и}}^2} \right)_{\text{ВХ, ВЫХ}}, \quad (2.42)$$

где индексы при скобках соответствуют только входным или только выходным зажимам четырёхполюсника.

Однако реальный коэффициент шума неоднозначно характеризует шумовые свойства четырёхполюсника, так как величина $P_{\text{ш}\text{и}\text{вх}}$ зависит от шумовой температуры $T_{\text{и}}$, сопротивления $R_{\text{и}}$ и от соотношения величин $R_{\text{и}}$ и входного сопротивления четырёхполюсника.

Чтобы избежать этого неудобства вводится понятие *стандартного коэффициента шума*, измеряемого или рассчитываемого для стандартных условий, а реальным коэффициентом шума практически не пользуются.

2.7.2 Стандартный коэффициент шума

Стандартным коэффициентом шума N (или просто коэффициентом шума) называется отношение суммарной выходной (или входной) мощности шумов, обусловленных источником сигнала и четырёхполюсником, к выходной (или входной) мощности шумов, обусловленных только источником сигнала, согласованным со входом четырёхполюсника и имеющим стандартную шумовую температуру $T_{\text{и}} = T_0 = 290 \text{ К}$.

При этом согласно (2.10)

$$P_{\text{ш}\text{и}\text{вх}} = P_{\text{ш}0} = kT_0\Pi_{\text{ш}} \quad (2.43)$$

не зависит от $R_{\text{и}}$.

Тогда:

$$N = \frac{P_{\text{ш } \Sigma \text{ Вых}}}{P_{\text{ш } 0} K} = \frac{P_{\text{ш } 0} K + P_{\text{ш } \text{соб } \text{ Вых}}}{P_{\text{ш } 0} K} = 1 + \frac{P_{\text{ш } \text{соб } \text{ Вых}}}{P_{\text{ш } 0} K}; \quad (2.44)$$

$$\begin{aligned} N &= \frac{P_{\text{ш } \Sigma \text{ Вых}} / K}{kT_0 \Pi_{\text{ш}}} = \frac{kT_0 \Pi_{\text{ш}} + P_{\text{ш } \text{соб } \text{ Вых}}}{kT_0 \Pi_{\text{ш}}} = 1 + \frac{P_{\text{ш } \text{соб } \text{ Вых}}}{kT_0 \Pi_{\text{ш}}} = \\ &= 1 + \frac{U_{\text{ш } \text{соб } \text{ Вых}}^2}{kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_u} = 1 + \frac{I_{\text{ш } \text{соб } \text{ Вых}}^2}{kT_0 \Pi_{\text{ш}} g_u}. \end{aligned} \quad (2.45)$$

Для стандартного коэффициента шума можно получить выражения, аналогичные выражениям для реального коэффициента шума:

$$N = \frac{P_{\text{ш } \Sigma \text{ Вых}}}{P_{\text{ш } 0} K} \cdot \frac{P_{\text{с } \text{ВХ}}}{P_{\text{с } \text{ВЫХ}}} = \frac{\frac{P_{\text{с } \text{ВХ}}}{P_{\text{ш } 0}}}{\frac{P_{\text{с } \text{ВЫХ}}}{P_{\text{ш } \Sigma \text{ Вых}}}} = \frac{\left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш } 0}} \right)_{\text{ВХ}}}{\left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш } \Sigma}} \right)_{\text{ВЫХ}}}. \quad (2.46)$$

$$\frac{P_{\text{ш } \Sigma \text{ Вых}}}{K} = P_{\text{ш } \Sigma \text{ ВХ}} = P_{\text{ш } 0} N. \quad (2.47)$$

$$P_{\text{ш } \text{соб } \text{ Вых}} = P_{\text{ш } 0} (N - 1). \quad (2.48)$$

Стандартный и реальный коэффициенты шума связаны между собой соотношениями:

$$N = (N_p - 1) t_{\text{и}} + 1; \quad N_p = (N + t_{\text{и}} - 1) / t_{\text{и}}, \quad (2.49)$$

где $t_{\text{и}} = T_{\text{и}} / T_0$ – относительная шумовая температура источника сигнала. $f, \text{МГц}$

3 РАСЧЁТ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПРИЁМНИКОВ С НАСТРОЕННЫМИ АНТЕННАМИ

3.1 Особенности настроенных антенн и антенно-фидерных трактов

Антенна является настроенной, если её внутреннее сопротивление $\dot{Z}_A = R_A + jX_A$ не содержит реактивной составляющей ($X_A = 0$), то есть является активным и равным R_A . Эквивалентную схему настроенной антенны можно представить генератором ЭДС E с внутренним сопротивлением R_A или генератором тока $I = E/R_A$ с проводимостью $g_A = 1/R_A$ (рис. 3.1).

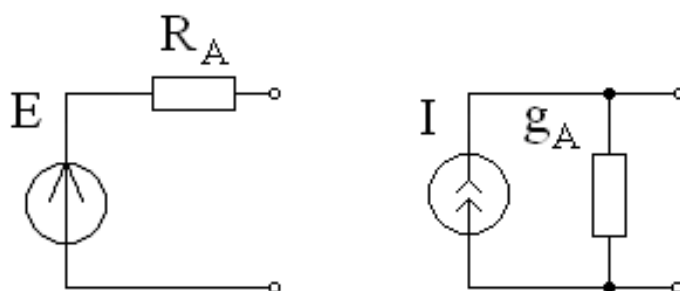


Рисунок 3.1 – Эквивалентные схемы настроенной антенны

Настроенные антенны обычно используются в радиоприёмных устройствах метровых и более коротких волн, то есть на частотах, характеризующихся низким уровнем внешних шумов (кроме длинноволновой части метрового диапазона) по сравнению с шумами приёмника. На этих частотах работают приёмники телевизионные, связанные, радиолокационные, радионавигационные, радиоастрономические и другие. Так как в этом диапазоне частот чувствительность ограничивается в основном собственными шумами приёмников, важным требованием является обеспечением максимума отношения сигнал/шум, что

достигается согласованием антенной цепи со входом приёмника. Режим согласования возможен потому, что параметры настроенных антенн в процессе эксплуатации практически не изменяются.

Типы настроенных антенн весьма разнообразны. В метровом и дециметровом диапазонах волн используются как простейшие антенны в виде четвертьволновых и полуволновых вибраторов, так и сложные многовибраторные антенны: веерные вибраторы, антенны типа волновой канал и их многополотенные синфазные соединения, логопериодические антенны и др. В дециметровом, сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн находят применение апертурные антенны (зеркальные, линзовые, рупорные), спиральные антенны, а также различной сложности фазированные антенны решетки, активные антенные решетки и др.

В ряде случаев настроенные антенны используются и в более длинноволновом, декаметровом диапазоне, например, в радиоприёмных устройствах магистральной и любительской радиосвязи, где применяются антенны бегущей волны, ромбические антенны, антенны типа волновой канал и др. В этом диапазоне частот внешние помехи могут намного превышать собственные шумы приёмника.

Настроенная антенна может быть удалена от приёмника на значительное расстояние и подключается в этом случае ко входу приёмника с помощью соединительной линии – фидера. Во избежание антенного эффекта, при наличии которого изменяется ДНА, применяются экранированные фидеры: в метровом и дециметровом диапазоне – коаксиальные и двухпроводные радиочастотные кабели, на более высоких частотах – радиочастотные кабели и волноводы. Главное требование, предъявляемое к антенному фидеру – передача с минимальными потерями энергии принятого сигнала из антенны в приёмник, чтобы

получить максимальное превышение сигналом внутренних шумов приёмника и тем самым обеспечить наибольшую чувствительность приёма. С этой целью создаются условия для установления в фидере режима бегущей волны, что достигается реализацией согласования на обоих концах фидера.

При отсутствии согласования фидера с антенной и со входом приёмника не только уменьшается мощность на входе приёмника, но и возникают многократные отражения сигнала на концах фидера. Это в ряде случаев недопустимо. Например, при приёме телевизионных сигналов многократные отражения приводят к повторам изображения на экране.

Согласование фидера со входом приёмника осуществляется реализацией согласующего значения коэффициента включения фидера в контур входной цепи (ВЦ) приёмника, а согласование с антенной достигается включением согласующего устройства. При равенстве волнового сопротивления фидера ρ_{Φ} и сопротивления настроенной антенны R_A согласующего устройства не требуется.

Эквивалентная схема антенно-фидерного тракта при согласовании фидера с антенной (см. рис. 3.1) может быть представлена генератором ЭДС E с внутренним сопротивлением, равным ρ_{Φ} , или генератором тока $I = E/\rho_{\Phi}$ с проводимостью $g_{\Phi} = 1/R_{\Phi}$.

Отметим особенности антенно-фидерного тракта при применении широко распространённых простейших настроенных антенн, параметры которых приведены в табл. 2.3.

Четвертьволновый штырь (заземлённый вибратор), имеющий $R_A \approx 36,6 \text{ Ом}$, подключается непосредственно к коаксиальному кабелю с $\rho_{\Phi} = 50 \text{ Ом}$; при этом вход приёмника должен быть

несимметричным. Некоторое рассогласование штыря ($R_A \neq \rho_\Phi$) практически не сказывается на передаточных и шумовых характеристиках преселектора приемника.

Полуволновой симметричный вибратор, имеющий $R_A \approx 73,2 \text{ Ом}$, подключается к коаксиальному кабелю с $\rho_\Phi = 75 \text{ Ом}$ через симметрирующее устройство в виде четвертьволнового мостика или волнового U-колена; при этом приёмник должен иметь несимметричный вход.

Петлевой вибратор можно подключать непосредственно к двухпроводному кабелю с волновым сопротивлением $\rho_\Phi = 300 \text{ Ом}$, не требующему симметрирования с антенной, но требующему симметричного входа приёмника. Однако чаще подключение петлевого вибратора производится более удобным коаксиальным кабелем с $\rho_\Phi = 75 \text{ Ом}$ через согласующе-симметрирующее устройство в виде полуволнового U-колена, при этом вход приёмника должен быть несимметричным.

3.2 Расчёт чувствительности приёмника с настроенной антенной и использованием относительной шумовой температуры антенны

В рассматриваемой в данном подразделе методике оценки чувствительности собственные шумы приёмника учитываются с помощью его коэффициента шума, а учёт внешних шумов производится посредством шумовой температуры антенны.

Согласно (2.48) мощность собственных шумов УС на его входе (см. рис. 2.1):

$$P_{\text{ш УС вх}} = P_{\text{ш0}} (N_{\text{УС}} - 1) = k T_0 \Pi_{\text{ш}} (N_{\text{УС}} - 1), \quad (3.1)$$

где $N_{\text{УС}}$ – коэффициент шума усилителя-селектора приемника.

Мощность внешних шумов, принимаемых настроенной и согласованной антенной, приведенных ко входу УС (согласно (2.9), (2.27) и (2.28)):

$$P_{\text{ш А вх}} = k T_A \Pi_{\text{ш}} = k T_0 (T_A / T_0) \Pi_{\text{ш}} = k T_0 t_A \Pi_{\text{ш}}, \quad (3.2)$$

где $t_A = (T_A / T_0)$ – относительная шумовая температура антенны, а T_A определяется формулой (2.33).

Суммарная мощность шумов на входе УС, равная *пороговой чувствительности приемника* (при отсутствии фидера):

$$P_{\text{ш } \Sigma \text{ вх}} = P_{\text{ш А вх}} + P_{\text{ш УС вх}} = P_{\text{с пор}}. \quad (3.3)$$

Из (3.3) с учетом (3.1) и (3.2)

$$P_{\text{с пор}} = k T_0 t_A \Pi_{\text{ш}} + k T_0 \Pi_{\text{ш}} (N_{\text{УС}} - 1) = k T_0 \Pi_{\text{ш}} (t_A + N_{\text{УС}} - 1). \quad (3.4)$$

Первое слагаемое в (3.4) характеризует принимаемые антенной внешние шумы, второе слагаемое – собственные шумы приемника (шумы УС).

Реальная чувствительность приемника согласно (2.5):

$$P_{\text{с реал}} = \gamma_{\text{вых РТ}} k T_0 \Pi_{\text{ш}} (t_A + N_{\text{УС}} - 1). \quad (3.5)$$

Расчёт пороговой и реальной чувствительности в единицах мощности согласно (3.4) и (3.5) производится в основном для приёмников сантиметрового диапазона и на более коротких волнах, а также иногда в дециметровом диапазоне. На метровых и более длинных волнах чувствительность обычно выражают в единицах напряжения. ЭДС сигнала в антенне при согласовании со входом приёмника связана с мощностью P_c выражением (2.1):

$$E_c = \sqrt{4 P_c R_A}.$$

Следовательно пороговая чувствительность и реальная чувствительность в единицах напряжения выражаются следующим образом:

$$E_{c \text{ пор}} = \sqrt{4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_A (t_A + N_{\text{УС}} - 1)}; \quad (3.6)$$

$$E_{c \text{ реал}} = \sqrt{\gamma_{\text{вых РТ}} 4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_A (t_A + N_{\text{УС}} - 1)}. \quad (3.7)$$

Из рассмотрения выражений (3.4) - (3.7) следуют, что повышать чувствительность приёмника путём снижения коэффициента шума УС имеет смысл, когда

$$t_A \approx 1. \quad (3.8)$$

Условие (3.8) справедливо в коротковолновой части метрового диапазона и на более коротких волнах. При этом чувствительность практически не зависит от внешних помех:

$$P_{c \text{ пор}} \approx kT_0 \Pi_{\text{ш}} N_{\text{УС}}; \quad (3.9)$$

$$P_{c \text{ реал}} \approx \gamma_{\text{вых РТ}} kT_0 \Pi_{\text{ш}} N_{\text{УС}}. \quad (3.10)$$

В длинноволновой части метрового диапазона и на более длинных волнах

$$t_A \gg N_{\text{УС}} - 1. \quad (3.11)$$

В этом случае чувствительность практически не зависит от коэффициента шума УС и ограничивается внешними шумами:

$$P_{c \text{ пор}} = kT_0 \Pi_{\text{ш}} t_A = kT_A \Pi_{\text{ш}}; \quad (3.12)$$

$$P_{c \text{ реал}} = \gamma_{\text{вых РТ}} kT_0 \Pi_{\text{ш}} t_A = \gamma_{\text{вых РТ}} kT_A \Pi_{\text{ш}}; \quad (3.13)$$

$$E_{c \text{ пор}} = \sqrt{4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_A t_A} = \sqrt{4kT_A \Pi_{\text{ш}} R_A}; \quad (3.14)$$

$$E_{c \text{ реал}} = \sqrt{\gamma_{\text{вых РТ}} 4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_A t_A} = \sqrt{\gamma_{\text{вых РТ}} 4kT_A \Pi_{\text{ш}} R_A}. \quad (3.15)$$

3.3 Оценка допустимого коэффициента шума

Если в техническом задании (ТЗ) на проектирование задана пороговая (или реальная) чувствительность приёмника, то проверяют её реализуемость, определяя допустимый коэффициент шума УС. С использованием (3.3) - (3.6):

$$N_{\text{УС доп}} \leq \frac{P_{\text{с пор}}}{k T_0 \Pi_{\text{ш}}} - t_A + 1; \quad (3.16)$$

$$N_{\text{УС доп}} \leq \frac{P_{\text{с реал}}}{\gamma_{\text{вых РТ}} k T_0 \Pi_{\text{ш}}} - t_A + 1; \quad (3.17)$$

или

$$N_{\text{УС доп}} \leq \frac{E_{\text{с пор}}^2}{4k T_0 \Pi_{\text{ш}} R_A} - t_A + 1; \quad (3.18)$$

$$N_{\text{УС доп}} \leq \frac{E_{\text{с реал}}^2}{\gamma_{\text{вых РТ}} 4k T_0 \Pi_{\text{ш}} R_A} - t_A + 1. \quad (3.19)$$

Значение $N_{\text{УС доп}}$ должно быть реализуемо.

На этапе эскизного проектирования можно считать, что при усилительном каскаде на входе УС $N_{\text{УС доп}} \approx 2N_T$, а при смесительном каскаде – $N_{\text{УС доп}} \approx 4N_T$, где N_T – справочное значение коэффициента шума транзистора первого каскада УС (см. [14-17] и др.).

Следует иметь в виду, что в справочных данных обычно приводятся гарантируемые максимальные значения N_T или типовые значения N_T , измеренные в определённом, при наиболее выгодном режиме и только для малошумящих транзисторов. Фактически величина коэффициента шума транзистора

существенно зависит от частоты, температуры, режима транзистора и внутреннего сопротивления источника сигнала.

Учёт этих факторов, а также выбор оптимальной величины связи антенны с входом приёмника производится на втором этапе проектирования – в ходе электрического расчёта (см. раздел 4).

3.4 Учёт шума фидера и уменьшение его влияния на чувствительность приёмника

В ряде случаев антенна удалена от приёмника на значительное расстояние, например, при дальнем приёме телевизионных сигналов на внешнюю антенну, установленную на крыше высокого здания или на специальной мачте. В таких случаях приёмник приходится соединять с антенной длинным фидером (см. рис. 2.1). Фидер имеет определённые потери, ухудшающие чувствительность приёмника. Фидерный тракт может содержать антенные трансформаторы и переключатели, которые также вносят дополнительные потери.

Потери в фидерном тракте, характеризуемые коэффициентом передачи по мощности K_{Φ} , увеличивают коэффициент шума УС в $1/K_{\Phi}$ раз, и реальную чувствительность в этом случае нужно рассчитывать по формулам:

$$P_{c \text{ реал}} = \gamma_{\text{ВЫХ РТ}} k T_0 \Pi_{\text{ш}} \left(t_A + \frac{N_{\text{УС}}}{K_{\Phi}} - 1 \right); \quad (3.20)$$

$$E_{c \text{ реал}} = \sqrt{\gamma_{\text{ВЫХ РТ}} 4k T_0 \Pi_{\text{ш}} R_A \left(t_A + \frac{N_{\text{УС}}}{K_{\Phi}} - 1 \right)}. \quad (3.21)$$

Коэффициент передачи по мощности фидера

$$K_{\Phi} = 10^{-0,1A}, \quad (2.22)$$

где $A[\text{дБ}] = A_{\Phi} + A_c + A_{\text{АТ}} + A_{\text{АП}}$ – суммарное затухание сигнала в антенно-фидерном тракте, дБ;

$A_{\Phi} [\text{дБ}] = l_{\Phi} a_{\Phi}$ – затухание фидера, зависящее от длины фидера $l_{\Phi} [\text{м}]$ и его погонного затухания $a_{\Phi} [\text{дБ} / \text{м}]$;

A_c – затухание в сочленениях фидера (если последний состоит из отрезков), равное:

(0,005 – 0,01) дБ – для разъёмных сочленений;

(0,002 – 0,045) дБ – для фланцевых сочленений;

(0,04 – 0,06) дБ – для вращающихся сочленений;

$A_{AT} = (0,05 – 0,1)$ дБ – затухание в антенном трансформаторе;

$A_{AP} = (0,05 – 0,1)$ дБ – затухание в антенном переключателе.

Таким образом, чтобы ослабить влияние антенно-фидерного тракта на чувствительность приёмника, следует применять по возможности короткие фидеры с малым погонным затуханием, а также избегать использования сочленений в фидере, антенных трансформаторов и т.п.

Сведения о погонном затухании, а также другие электрические и конструктивные характеристики современных радиочастотных кабелей содержатся в [11]. Частотные зависимости величины a_{Φ} для некоторых радиочастотных кабелей приведены на рис. 3.2.

Следует отметить, что зависимость погонного затухания от частоты в логарифмических координатах хорошо аппроксимируется прямой линией, построение которой по ограниченному числу точек даёт возможность для любой марки кабеля определить величину a_{Φ} на нужной частоте.

Если антенно-фидерный тракт имеет недопустимо большие потери, а меры по их уменьшению исчерпаны, снижения коэффициента шума можно достигнуть, применяя антенные усилители.

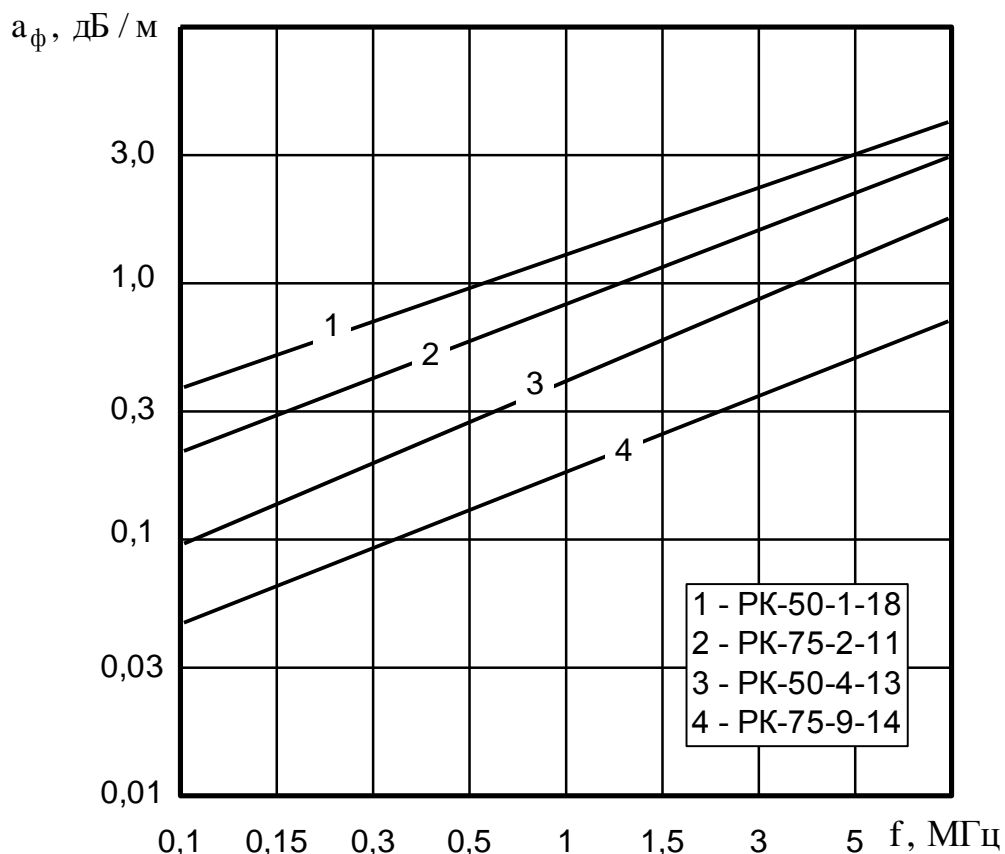


Рисунок 3.2 – Частотные зависимости погонного затухания a_ϕ радиочастотных кабелей

3.5 Применение антенного усилителя для снижения коэффициента шума радиоприёмного устройства

Антенный усилитель (АУ) размещают непосредственно на антенне перед фидером. В качестве АУ может быть использован первый каскад приёмника, вынесенный к антенне, или специальный добавочный усилитель. При этом избыточное усиление учитывается при расчёте коэффициента усиления приёмника или компенсируется регулировкой усиления.

Найдём величину выигрыша в коэффициенте шума при использовании АУ. Пусть АУ имеет коэффициент шума $N_{\text{АУ}}$ и коэффициент усиления номинальной мощности $K_{\text{АУ}}$, а также известны коэффициент шума УС приёмника $N_{\text{УС}}$ и коэффициент

передачи по мощности антенного фидера K_{Φ} . При отсутствии АУ коэффициент шума приёмника с учётом фидера:

$$N_{УС \Phi} = N_{УС} / K_{\Phi}. \quad (3.23)$$

При наличии АУ коэффициент шума приемника можно найти, используя известную формулу Фрииса для коэффициента шума каскадно-соединённых четырёхполюсников

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_1} + \frac{N_3 - 1}{K_1 K_2} + \dots, \quad (3.24)$$

где N_i и K_i – коэффициенты шума и коэффициенты усиления мощности отдельных четырёхполюсников. Считая АУ первым четырёхполюсником, а УС с фидером – вторым четырёхполюсником, получим согласно (3.24) коэффициент шума рассматриваемой цепи

$$N = N_{АУ} - \frac{N_{УС} / K_{\Phi} - 1}{K_{АУ}} = N_{АУ} + \frac{N_{УС} - K_{\Phi}}{K_{АУ} K_{\Phi}}. \quad (3.25)$$

Очевидно, применение АУ целесообразно, если выполняется условие

$$N < N_{УС \Phi}. \quad (3.26)$$

Из (3.26) с учетом (3.23) и (3.25) получим:

$$N_{АУ} < \frac{N_{УС} (K_{АУ} - 1) + K_{\Phi}}{K_{АУ} K_{\Phi}}. \quad (3.27)$$

На практике обычно выполняются условия $K_{АУ} \gg 1$ (в десятки и сотни раз) и $N_{УС} K_{АУ} \gg K_{\Phi}$. С учётом этого условие (3.27) упрощается:

$$N_{АУ} < N_{УС} / K_{\Phi} = N_{УС \Phi}. \quad (3.28)$$

Неравенство (3.28) легче выполняется для УС с повышенным коэффициентом шума и при использовании фидера с большими потерями.

Разрешая условие (3.27) относительно K_{AY} , получим

$$K_{AY} > \frac{N_{yC} - K_{\Phi}}{N_{yC} - N_{AY} K_{\Phi}}. \quad (3.29)$$

Величины N_{yC} и N_{AY} обычно близки. В этом случае условие (3.29) переходит в условие:

$$K_{AY} > \frac{N_{yC} - K_{\Phi}}{N_{yC}(1 - K_{\Phi})} \approx \frac{N_{AY} - K_{\Phi}}{N_{AY}(1 - K_{\Phi})}. \quad (3.30)$$

Выполнение неравенства (3.30) облегчается с ростом коэффициента шума УС и потерь антенно-фидерного тракта.

Определим величину выигрыша в коэффициенте шума приёмника $b = N_{yC} K_{\Phi} / N$ при использовании АУ. С учётом (3.23) и (3.25) получим:

$$b = \frac{N_{yC} K_{\Phi}}{N} = \frac{N_{yC} K_{AY}}{(N_{AY} K_{AY} - 1) K_{\Phi} + N_{yC}}. \quad (3.31)$$

С учетом того, что обычно $N_{AY} K_{AY} \gg 1$ и $N_{AY} \approx N_{yC}$, выражение (3.31) упрощается:

$$b = \frac{K_{AY}}{K_{AY} K_{\Phi} + 1}. \quad (3.32)$$

Как следует из выражений (3.31) и (3.32), величина выигрыша возрастает с уменьшением коэффициента шума АУ и увеличением коэффициента усиления мощности АУ.

Применение АУ более эффективно при повышенном коэффициентом шума УС и фидерном тракте с большими потерями (с малыми значениями K_{Φ}).

Если задаться минимальной величиной N_{AY} , то по формуле (3.29) можно найти необходимый коэффициент усиления K_{AY} , а по формуле (3.31) оценить величину получаемого выигрыша.

3.6 Расчёт чувствительности приёмников с настроенными антеннами и использованием коэффициентов внешнего шума

В рассматриваемой в данном подразделе методике оценки чувствительности «внутренний» («собственный») шум приёмника учитываются с помощью его коэффициента шума, а учёт внешнего шума производится посредством коэффициентов внешнего шума от различных источников.

Для нахождения мощности «внутреннего» шума на выходе РТ (в точке «а», см. рис. 2.1) выразим его коэффициент шума РТ ($N_{РТ}$) через параметры последовательно включенных и согласованных по входу и выходу фидера (Φ) и усилителя-селектора (УС) с использованием формулы Фрииса:

$$N_{РТ} = N_{\Phi} + \frac{N_{УС} - 1}{K_{\Phi}} = \frac{N_{УС}}{K_{\Phi}}, \quad (3.33)$$

где $N_{\Phi} = 1/K_{\Phi}$ – коэффициент шума фидера, равный его потерям (что справедливо для пассивных устройств).

С использованием (3.33) мощность «внутреннего» шума на выходе РТ при настроенной и согласованной антенне:

$$\begin{aligned} P_{ш \text{ вых РТ внут}} &= k_{\Phi} k_{УС} P_{ш0} N_{РТ} = \\ &= k_{\Phi} k_{УС} \Pi_{ш} (N_0 N_{РТ}) = k_{\Phi} k_{УС} \Pi_{ш} \left(N_0 \frac{N_{УС}}{K_{\Phi}} \right), \end{aligned} \quad (3.34)$$

где $P_{ш0}$ – номинальная шумовая мощность, см. (2.10);

$N_0 = k T_0 = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ ВТ/Гц}$ – спектральная плотность мощности аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) в полосе 1 Гц.

Рассматривая произведение ($N_0 N_{РТ}$) в (3.34), можно сделать вывод о том, что коэффициент шума РТ $N_{РТ}$ показывает во сколько раз спектральная плотность мощности шума на входе РТ в полосе

1 Гц за счет «внутреннего» шума больше уровня

$$N_0 = k T_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{Вт/Гц}.$$

Поскольку

$$\gamma_{\text{ВЫХ РТ}} = \frac{P_{\text{с ВЫХ РТ}}}{P_{\text{ш ВЫХ РТ}}}, \quad (3.35)$$

то при $P_{\text{ш ВЫХ РТ}} = P_{\text{ш ВЫХ РТ ВНУТ}}$ с учетом (3.34)) и (3.35) реальная чувствительность приемника с настроенной и согласованной антенной с учетом только «внутреннего» шума, выраженная в [Вт] или в [дБВт]:

$$P_{\text{с реал}} [\text{Вт}] = \gamma_{\text{ВЫХ РТ}} \Pi_{\text{ш}} (N_0 N_{\text{РТ}}) = \gamma_{\text{ВЫХ РТ}} \Pi_{\text{ш}} \left(N_0 \frac{N_{\text{УС}}}{K_{\Phi}} \right). \quad (3.36)$$

$$P_{\text{с реал}} [\text{дБВт}] = 10 \lg(\gamma_{\text{ВЫХ РТ}}) + 10 \lg(\Pi_{\text{ш}}) + \\ + 10 \lg(N_0) + 10 \lg(N_{\text{УС}}) - 10 \lg(K_{\Phi}). \quad (3.37)$$

Если антенной принимается «внешний» шум, который не коррелирован с «внутренним» шумом РТ, то их результирующее воздействие на входе приемника характеризуется эквивалентным коэффициентом шума:

$$N_{\text{ЭКВ}} = N_{\text{ВНЕШ}} N_{\text{РТ}}, \quad (3.38)$$

или в «децибелах» [дБ]:

$$\hat{N}_{\text{ЭКВ}} [\text{дБ}] = 10 \lg(N_{\text{ВНЕШ}} N_{\text{РТ}}) = \\ = 10 \lg(N_{\text{ВНЕШ}}) + 10 \lg(N_{\text{РТ}}) = \hat{N}_{\text{ВНЕШ}} [\text{дБ}] + \hat{N}_{\text{РТ}} [\text{дБ}]. \quad (3.39)$$

В этом случае $N_{\text{ЭКВ}}$ показывает во сколько раз спектральная плотность мощности шума на входе РТ в полосе 1 Гц за счет «внешнего» шума и «внутреннего» шума больше уровня

$$N_0 = k T_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{Вт/Гц}.$$

Тогда реальная чувствительность приемника с настроенной и согласованной антенной с учетом «внешнего» шума и

«внутреннего» шума, выраженная в [Вт] или в [дБВт]:

$$P_{с\text{ реал}} [\text{Вт}] = \gamma_{\text{вых РТ}} \Pi_{\text{ш}} (N_0 N_{\text{эКВ}}) = \gamma_{\text{вых РТ}} \Pi_{\text{ш}} (N_0 N_{\text{внеш}} N_{\text{РТ}}) = \\ = \gamma_{\text{вых РТ}} \Pi_{\text{ш}} \left(N_0 N_{\text{внеш}} \frac{N_{\text{уС}}}{K_{\Phi}} \right); \quad (3.40)$$

$$P_{с\text{ реал}} [\text{дБВт}] = 10\lg(\gamma_{\text{вых РТ}}) + 10\lg(\Pi_{\text{ш}}) + \\ + 10\lg(N_0) + 10\lg(N_{\text{внеш}}) + 10\lg(N_{\text{уС}}) - 10\lg(K_{\Phi}). \quad (3.41)$$

Для нахождения коэффициента «внешнего» шума ($N_{\text{внеш}}$) целесообразно пользоваться зависимостями спектральной плотности мощности от различных источников «внешнего» шума, которые характеризуются коэффициентами внешнего шума \hat{N}_i [дБ] (рис. 3.3, [9]) относительно уровня

$$\hat{N}_0 = 10\lg(N_0) = 10\lg(4 \cdot 10^{-21}) = -204 \text{ дБВт} / \text{Гц}. \quad (3.42)$$

Атмосферные (грозовые) и промышленные помехи носят импульсный характер, а интенсивность их спектральных составляющих имеет падающий характер с повышением частоты (см. зависимости 1-5 на рис. 3.3). Однако в пределах полосы приемника интенсивность спектральных составляющих импульсных помех можно считать постоянной. Поэтому *импульсные атмосферные (грозовые) и промышленные помехи называют атмосферными и промышленными шумами* [9].

Коэффициенты «внешнего» шума от различных источников N_i (\hat{N}_i [дБ]) связаны с шумовыми температурами источников T_i :

$$N_i = (1 + T_i / T_0); \quad \hat{N}_i [\text{дБ}] = 10\lg(1 + T_i / T_0). \quad (3.43)$$

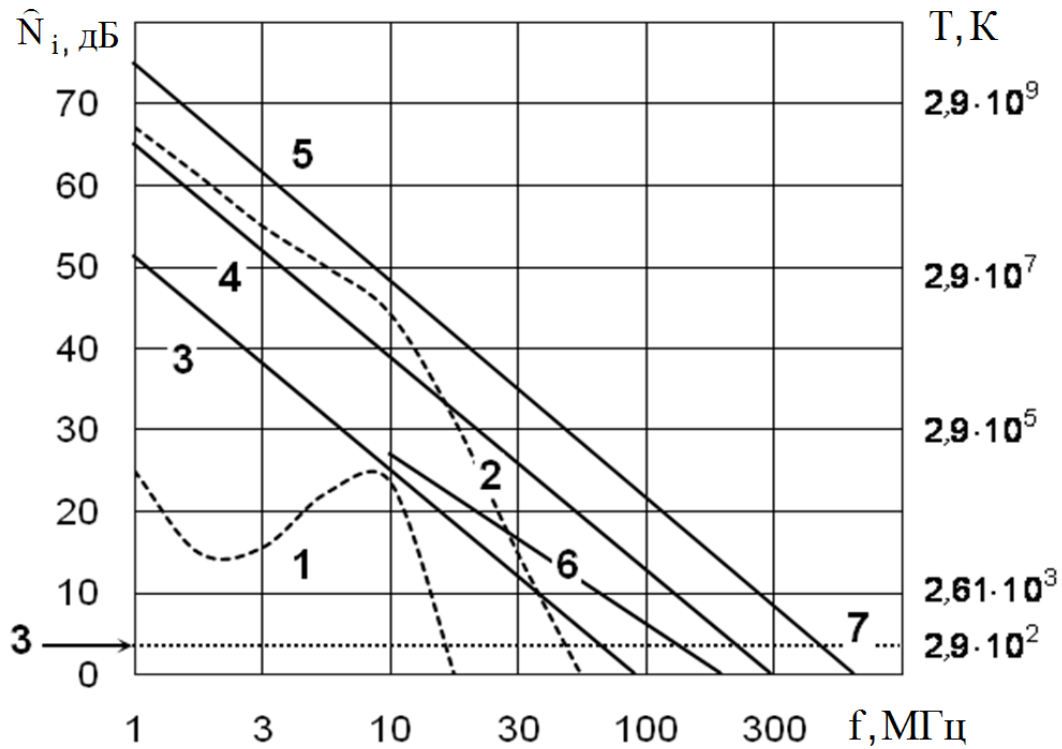


Рис. 3.3. Зависимости спектральной плотности мощности внешних шумов от различных источников, характеризующиеся коэффициентами внешнего шума \hat{N}_i относительно уровня $\hat{N}_0 = 10 \lg(k T_0) = -204$ дБВт/Гц, или температур внешнего шума $T_i = T_0(N_i - 1)$ от радиочастоты.

- 1 – атмосферный шум днем; 2 – атмосферный шум ночью;
 3 – промышленный шум в сельской местности;
 4 – промышленный шум в малом городе;
 5 – промышленный шум в большом городе;
 6 – галактический шум; 7 – шум Земли (шум атмосферы Земли)

При наличии внешних шумов от нескольких различных источников необходимо для определенной радиочастоты f оценить результирующий коэффициент «внешнего» шума:

$$\begin{aligned}
 N_{\text{внеш}} &= (1 + \sum T_i / T_0) = \\
 &= (1 + T_{\text{атм}} / T_0 + T_{\text{пром}} / T_0 + T_{\text{гал}} / T_0 + T_{\text{зем}} / T_0) = \\
 &= \left[(1 + T_{\text{атм}} / T_0) + (1 + T_{\text{пром}} / T_0) + (1 + T_{\text{гал}} / T_0) + (1 + T_{\text{зем}} / T_0) \right] - (s - 1) = \\
 &= [10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{атм}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{пром}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{гал}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{зем}}}] - (s - 1), \quad (3.44)
 \end{aligned}$$

где $\Sigma T_i = (T_{\text{атм}} + T_{\text{пром}} + T_{\text{гал}} + T_{\text{зем}})$ – суммарная температура «внешнего» шума от различных источников;

$\hat{N}_{\text{атм}}$ [дБ] – коэффициент атмосферного шума;

$\hat{N}_{\text{пром}}$ [дБ] – коэффициент промышленного шума;

$\hat{N}_{\text{гал}}$ [дБ] – коэффициент галактического шума;

$\hat{N}_{\text{зем}}$ [дБ] – коэффициент шума Земли;

s – число слагаемых, учитываемых в квадратных скобках формулы (3.44).

При радиосвязи на частотах $f \geq 500$ МГц уровни атмосферного шума, промышленного шума (даже в большом городе), галактического шума пренебрежимо малы ($\hat{N}_{\text{атм}} = \hat{N}_{\text{пром}} = \hat{N}_{\text{гал}} = 0$ дБ) и результирующий коэффициент внешнего шума в соответствии с (3.43) определяется только шумом Земли ($\hat{N}_{\text{зем}} = 3$ дБ, см. рис. 3):

$$\begin{aligned} N_{\text{внеш}} &= [10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{атм}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{пром}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{гал}}} + 10^{0,1 \cdot 3}] - (s - 1) = \\ &= [10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{атм}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{пром}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{гал}}} + 2] - (s - 1) = \\ &= [1 + 1 + 1 + 2] - (4 - 1) = 2 = N_{\text{зем}}. \end{aligned} \quad (3.45)$$

При радиосвязи на частотах $f \geq 250$ МГц и нахождении приемника вдали от источников промышленных шумов (в сельской местности) также $\hat{N}_{\text{атм}} = \hat{N}_{\text{пром}} = \hat{N}_{\text{гал}} = 0$ дБ и $N_{\text{внеш}} = N_{\text{зем}} = 2$.

В случае космической радиосвязи на частотах $f < 200$ МГц для определения $\hat{N}_{\text{гал}}$ необходимо пользоваться зависимостью «б», изображенной на рис. 3.3, а при $f \geq 200$ МГц полагать, что $T_{\text{гал}} \approx 50$ К и $N_{\text{внеш}} = N_{\text{гал}} \approx 1,172$ ($\hat{N}_{\Sigma} = \hat{N}_{\text{гал}} \approx 0,7$ дБ) [8, 9].

4 РАСЧЁТ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА

4.1 Общее выражение для коэффициента шума

Коэффициент шума приёмника можно выразить через коэффициенты шума и коэффициенты усиления номинальной мощности его отдельных каскадов. Разбивку на каскады удобно провести так, чтобы каждый каскад содержал усилительный прибор (УП) и предшествующую ему межкаскадную цепь или входную цепь (ВЦ), связывающую антенну с УП первого каскада. При этом шумы нагрузки рассматриваемого каскада учитываются при расчёте коэффициента шума последующего каскада.

В общем случае будем считать, что ВЦ рассматриваемого каскада имеет двойное автотрансформаторное включение контура с источником сигнала и с входом УП, при этом коэффициенты включения равны соответственно m_1 и m_2 . Источником сигнала является антенна или УП предыдущего каскада. Контур ВЦ считаем настроенным в резонанс на частоту усиливаемого сигнала, поэтому реактивные составляющие выходной проводимости источника сигнала и входной проводимости УП нужно полагать включенными в контур.

Для составления шумовой схемы каскада заменим источник сигнала и контур входной (межкаскадной) цепи схемами замещения с генераторами шумовых токов, а УП – его обобщенной эквивалентной шумовой схемой (см. рис. 2.2). Учёт шумов будем вести в пределах шумовой полосы $\Pi_{ш}$ приёмника. Шумовая схема каскада представлена на рис. 4.1.

На схеме обозначены:

$g_{и}$ и $I_{ш и}$ – выходная активная проводимость источника сигнала и её шумовой ток, квадрат эффективного значения которого

определяется согласно (2.3);

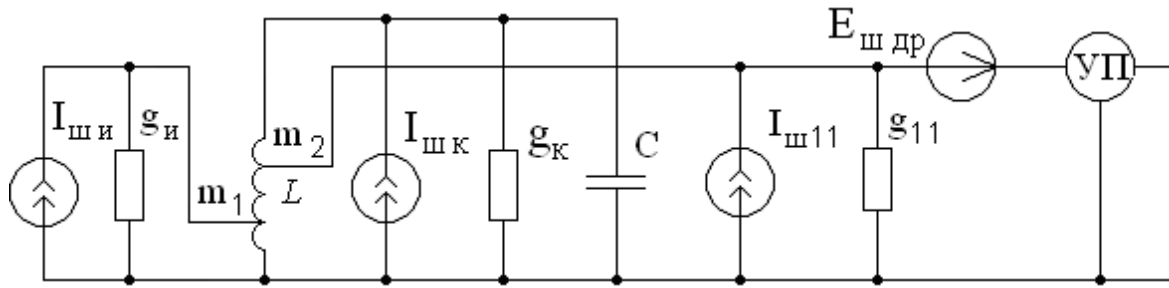


Рисунок 4.1 – Шумовая схема каскада

$g_к$ и $I_{шк}$ – резонансная проводимость входного контура (с учётом проводимости шунта, если таковой имеется) и её шумовой ток, определяемый согласно (2.10);

$E_{ш др}$ – ЭДС дробовых шумов и шумов распределения, квадрат эффективного значения которой

$$E_{ш др}^2 = 4kT_0 \Pi_{ш} R_{ш};$$

g_{11} и $I_{ш11}$ – входная проводимость УП и её шумовой ток, квадрат эффективного значения которого

$$I_{ш11}^2 = 4k t_{11} T_0 g_{11} \Pi_{ш}.$$

Пересчитаем ко входу УП проводимости источника сигнала, входного контура и их шумовые токи:

$$g'_{и} = g_{и} m_1^2 / m_2^2; \quad (4.1)$$

$$g'_{к} = g_{к} / m_2^2; \quad (4.2)$$

$$(I'_{ши})^2 = 4kT_0 g'_{и} \Pi_{ш}; \quad (4.3)$$

$$(I'_{шк})^2 = 4kT_0 g'_{к} \Pi_{ш}. \quad (4.4)$$

Кроме того, заменим источник шумовой ЭДС $E_{шдр}$ эквивалентным ему источником шумового тока $I_{ш}$, квадрат эффективного значения которого

$$I_{ш}^2 = 4kT_0 R_{ш} \Pi_{ш} (g'_{и} + g'_{к} + g_{11})^2.$$

Полученная эквивалентная шумовая схема (рис. 4.2) пригодна для расчёта коэффициента шума каскада, выполненного на УП с любым способом включения, т.к. источники шума от способа включения УП не зависят.

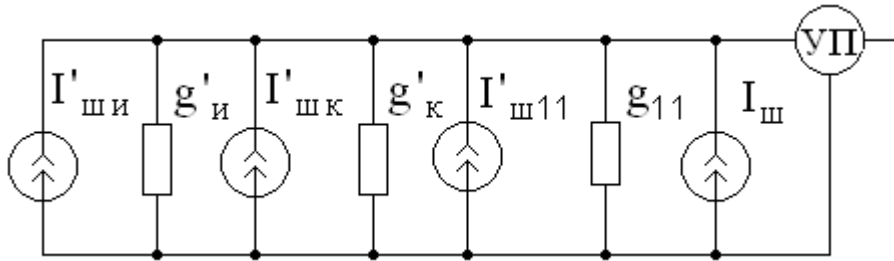


Рисунок 4.2 – Эквивалентная шумовая схема каскада

Используя эту схему, получим согласно (2.44) общее выражение для коэффициента шума каскада:

$$N = 1 + g'_{к} / g'_{и} + t_{11} g_{11} / g'_{и} + R_{ш} (g'_{и} + g'_{к} + g_{11})^2 / g'_{и}. \quad (4.5)$$

Как видно из (4.5), величина коэффициента шума зависит от параметров схемы и свойств УП. С целью получения низких значений N следует применять УП с малыми значениями шумового сопротивления, входной проводимости и её шумовой температуры. Так как величина N зависит от значений пересчитанных на вход УП проводимостей источника сигнала и контура ВЦ, можно путём соответствующего выбора коэффициентов включения m_1 и m_2 минимизировать коэффициент шума каскада, обеспечить

оптимальность режима согласования на его входе согласно определённым критериям.

4.2 Режим оптимального согласования

В этом режиме, называемом также режимом согласования по сигналу, путём согласования источника сигнала (антенны) с входом приёмника достигается максимум коэффициента передачи сигнала и обеспечивается режим бегущей волны в фидере, включенном между антенной и приёмником. Режим бегущей волны в фидере между антенной и приёмником необходим, например, при приёме телевизионных передач во избежание отражений сигнала в фидере, приводящих к многоконтурности (повторам) телевизионного изображения. Отражения сигнала в фидере недопустимы также при приёме радиолокационных сигналов, так как приводят к появлению ложных целей, и в других случаях.

Условие согласования источника сигнала с одноконтурной ВЦ имеет вид

$$g'_{и} = g'_{к} + g_{11}. \quad (4.6)$$

Подставляя (4.6) в (4.5), получим расчётную формулу для коэффициента шума каскада в режиме согласования по сигналу:

$$N_c = 1 + \left(g'_{к} + t_{11}g_{11} \right) / \left(g'_{к} + g_{11} \right) + 4R_{ш} \left(g'_{к} + g_{11} \right) \quad (4.7)$$

или

$$N_c = 2 + g_{11}(t_{11} - 1) / \left(g'_{к} + g_{11} \right) + 4R_{ш} \left(g'_{к} + g_{11} \right). \quad (4.8)$$

Из (4.8) следует $N_c \geq 2$, если $t_{11} \geq 1 - 4R_{ш} \left(g'_{к} + g_{11} \right)^2 / g_{11}$, что часто имеет место на практике.

Так как N_c зависит от проводимости $g'_{к}$, то оказывается возможным путём выбора оптимального значения этой

проводимости минимизировать коэффициент шума. Взяв частотную производную $\partial N_c / \partial g'_k$ и приравняв её к нулю, найдём оптимальное значение проводимости

$$g'_{k \text{ опт}} = g_{11} \left(0,5 \sqrt{\frac{t_{11} - 1}{R_{\text{ш}} g_{11}}} - 1 \right). \quad (4.9)$$

Подставляя (4.9) в (4.7), получим минимальное значение коэффициента шума в режиме согласования по сигналу (т.е. имеем режим оптимального согласования):

$$N_{c \text{ мин}} = 2 + 4 \sqrt{R_{\text{ш}} g_{11} (t_{11} - 1)}. \quad (4.10)$$

Коэффициенты включения в рассматриваемом режиме определяются из выражений (4.1), (4.2) с учётом (4.6), (4.9):

$$m_{2c \text{ опт}} = \sqrt{g_k / g'_{k \text{ опт}}}; \quad (4.11)$$

$$m_{1c \text{ опт}} = \sqrt{(g_k + m_{2c \text{ опт}}^2 g_{11}) / g_{\text{и}}}. \quad (4.12)$$

Очевидно, для разных УП с учётом частотной зависимости их параметров величина $g'_{k \text{ опт}}$ может быть как положительной, так и отрицательной, а в случае $t_{11} < 1$ будет содержать мнимую часть. Это означает, что режим оптимального согласования реализуем не всегда. Условием его реализации является требование $g'_{k \text{ опт}} > 0$ или, после раскрытия (4.9),

$$R_{\text{ш}} g_{11} < 0,25(t_{11} - 1), \quad t_{11} > 1, \quad (4.13)$$

которое не выполняется для полевых транзисторов, а часто и для биполярных. В таких случаях приходится ограничиваться режимом простого согласования.

4.3 Режим простого согласования

Как видно из (4.7) коэффициент шума при согласовании каскада с источником сигнала убывает с уменьшением проводимости g'_k . Если на практике не удастся физическая реализация проводимости $g'_{k\text{ОПТ}}$ (она оказывается отрицательной или комплексной), то для максимального приближения N_c к $N_{c\text{МИН}}$ следует обеспечить минимум величины g'_k , что согласно (4.2) достигается при

$$m_2 = 1. \quad (4.14)$$

При этом $g'_k = g_k$, и (4.7) принимает вид:

$$N_c = 1 + \left(g_k + t_{11} g_{11} \right) / \left(g_k + g_{11} \right) + 4R_{\text{ш}} \left(g_k + g_{11} \right), \quad (4.15)$$

а условие согласования каскада с источником выполняется при

$$m_{1c} = \sqrt{(g_k + g_{11}) / g_u}. \quad (4.16)$$

Дальнейшее снижение N_c возможно путём уменьшения проводимости g_k соответствующим изменением параметров контура ВЦ. Так как $g_k = d_k \omega_0 C_{\text{Э}}$, необходимо по возможности уменьшить собственные потери контура и, следовательно, его затухание d_k , а также снизить до минимума эквивалентную ёмкость контура $C_{\text{Э}}$.

Выражения (4.10) и (4.15) для минимального коэффициента шума получены при условии согласования антенны с входом приёмника. Это, однако, не означает, что полученные значения являются минимально возможными. Безусловный минимум коэффициента шума достигается при некотором рассогласовании антенны со входом приёмника.

4.4 Режим оптимального рассогласования

В этом режиме при оптимальной величине проводимости источника сигнала $g'_{\text{и опт}}$ получается абсолютный минимум коэффициента шума, поэтому такой режим называют также режимом согласования по шумам. При этом коэффициент передачи сигнала не максимален, то есть для сигнала имеет место рассогласование.

Для нахождения $g'_{\text{и опт}}$ исследуем общее выражение для N (4.5) на экстремум, приравняв к нулю частную производную $\partial N / \partial g'_u$. В результате получим

$$g'_{\text{и опт}} = \sqrt{\left((g'_k + t_{11} g_{11}) / R_{\text{ш}} + (g'_k + g_{11})^2 \right)}. \quad (4.17)$$

Подставив (4.17) в (4.5), найдём абсолютно минимальное значение коэффициента шума

$$N_{\text{мин}} = 1 + 2R_{\text{ш}} (g'_k + g_{11}) \left[1 + \sqrt{\frac{g'_k + t_{11} g_{11}}{R_{\text{ш}} (g'_k + g_{11})^2} + 1} \right]. \quad (4.18)$$

Из (4.18) следует, что $N_{\text{мин}}$ можно уменьшить снижением величины g'_k , для чего следует выполнить условие (4.14), то есть надо реализовать полное включение УП к контуру ВЦ. При этом в формулы (4.17) и (4.18) следует подставить

$$g'_k = g_k. \quad (4.19)$$

Дальнейшее снижение $N_{\text{мин}}$ возможно путём уменьшения затухания d_k и эквивалентной ёмкости $C_{\text{э}}$ контура ВЦ.

Коэффициент включения m_1 , обеспечивающий режим оптимального рассогласования, в соответствии с (4.1) при $m_2 = 1$:

$$m_{1\text{опт}} = \sqrt{g'_{\text{и опт}}/g_u} =$$

$$= \sqrt{(g_k + g_{11})/g_{\text{и}}} \sqrt[4]{(g_k + t_{11}g_{11})/R_{\text{ш}}(g_k + g_{11})^2 + 1}. \quad (4.20)$$

Сравнение (4.20) с (4.16) показывает, что $m_{1\text{опт}} > m_{1\text{с}}$, т.е. $N_{\text{мин}}$ в случае согласования по шумам получается при более сильной связи источника сигнала с ВЦ каскада, чем в случае согласования по сигналу. При этом различие в степени связи оказывается тем больше, чем меньше шумовое сопротивление УП.

Поясним причину смещения минимума коэффициента шума при переходе от режима согласования по сигналу к режиму согласования по шумам. Представим коэффициент шума (2.41) через квадраты шумовых напряжений, пересчитанных на входные зажимы УП:

$$N = 1 + \left(\frac{U'_{\text{шк}}}{U'_{\text{ши}}} \right)^2 + \left(\frac{U_{\text{ш11}}}{U'_{\text{ши}}} \right)^2 + \left(\frac{E_{\text{шдр}}}{U'_{\text{ши}}} \right)^2, \quad (4.21)$$

где индексы при шумовых напряжениях соответствуют индексам при шумовых токах на рис. 4.2.

При увеличении коэффициента включения m_1 мощность шумов источника ($P_{\text{ш и вх}}$), поступающих в ВЦ, сначала возрастает, достигает максимума при согласовании источника с контуром ВЦ, т.е. при $m_1 = m_{1\text{с}}$, а затем убывает. Напряжение $U'_{\text{ши}}$ шумов источника на входе УП изменяется в соответствии с изменением поступающей мощности, т.к. проводимость $g' = g'_k + g_{11}$, на которой она рассеивается, от m_1 не зависит. При этом по-разному изменяются составляющие коэффициента шума (4.21).

Составляющая, обусловленная дробовыми шумами и шумами распределения (последнее слагаемое в (4.21)), достигает минимума при $m_1 = m_{1c}$ (рис. 4.3, кривая 1), так как ЭДС $E_{шдр}$ определяется только свойствами УП и не зависит от m_1 , а величина $U'_{шн}$ при $m_1 = m_{1c}$ максимальна.

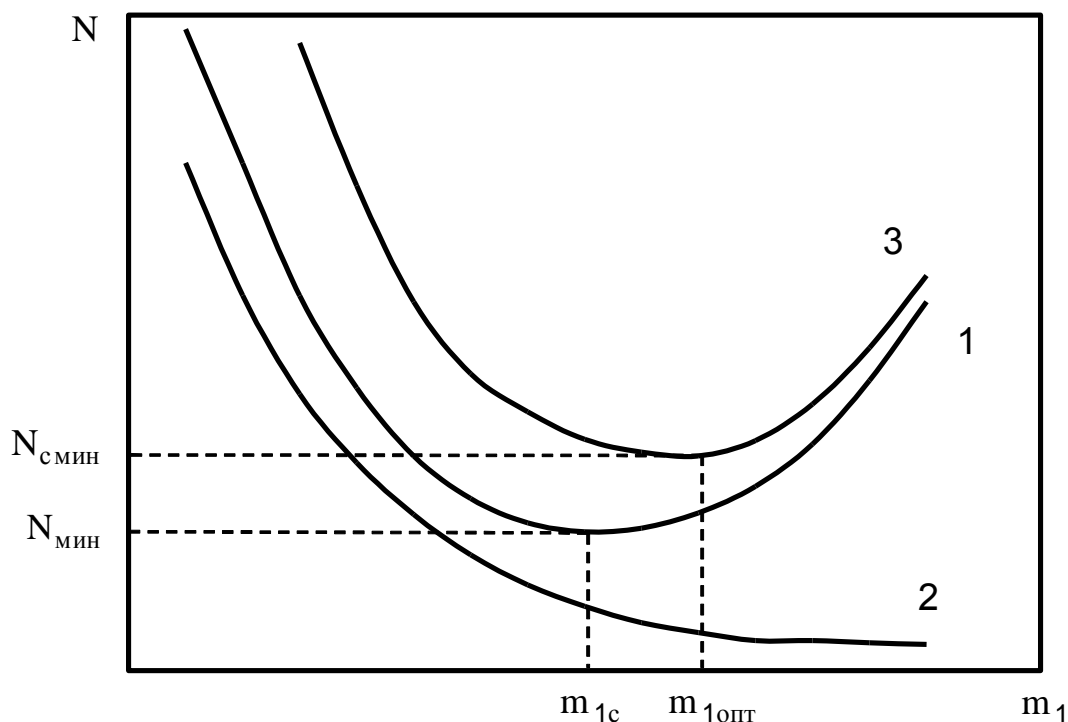


Рисунок 4.3 – Зависимость коэффициента шума и его составляющих от коэффициента включения m_1 .

- 1 – составляющая дробовых шумов и шумов распределения;
- 2 – составляющая шумов входной проводимости УП и контура ВЦ;
- 3 – коэффициент шума

Составляющая, обусловленная шумами входной проводимости (третье слагаемое в (4.21)), с ростом m_1 монотонно убывает (рис. 4.3, кривая 2) за счёт уменьшения величины $U_{шн11} = I_{шн11}/g'_{э}$, так как эквивалентная проводимость на входе УП, $g'_{э} = g'_{и} + g'_{к} + g_{11}$ возрастает из-за шунтирующего действия

проводимости $g'_{и}$ (см. (4.1)), а величина $I'_{ш11}$ остается неизменной. Таким же образом изменяется составляющая, обусловленная шумами контура ВЦ (второе слагаемое в (4.21)), за счёт уменьшения величины $U'_{шк} = I'_{ш11}/g'_{э}$ из-за увеличения проводимости $g'_{э}$ при неизменной величине $I'_{шк}$ (см. (4.4)).

При $m_1 = m_{1c}$ обе эти составляющие имеют заметную величину. Поэтому суммарный коэффициент шума (4.21) с ростом m_1 сверх согласующего значения m_{1c} продолжает ещё убывать вместе с уменьшением обеих составляющих, несмотря на некоторый рост дробовой составляющей и достигает абсолютного минимума $N_{мин}$ при значении $m_{1опт} > m_{1c}$ (рис. 4.3, кривая 3). При $m_1 > m_{1c}$ коэффициент шума увеличивается, так как возрастает роль дробовой составляющей, а две другие составляющие стремятся к нулю.

Таким образом, причиной смещения минимума коэффициента шума являются шумы ВЦ и шумы входной проводимости УП, причем разница между величинами $m_{1опт}$ и m_{1c} возрастает при малых значениях шумового сопротивления, когда роль дробовых шумов снижена.

Следует однако иметь в виду, что в области минимума коэффициент шума слабо зависит от коэффициента включения m_1 (рис. 4.3, кривая 3), и величина $N_{мин}$ в режиме согласования по шумам обычно мало отличается от величины $N_{смин}$ в режиме согласования по сигналу. Ниже даётся количественная оценка выигрыша в коэффициенте шума в зависимости от условий согласования антенны со входом приёмника.

4.5 Выигрыш в коэффициенте шума в зависимости от условий согласования антенны со входом приёмника

При оценке шумовых свойств приёмника предварительно полезно иметь представление о выгоде обеспечения того или иного режима согласования его входа с антенной. Если режим согласования заранее определен, то важно выбрать УП первого каскада с такими параметрами, которые обеспечили бы хорошие шумовые свойства.

Для упрощения выкладок рассмотрим предельный случай, когда проводимостью g_k контура ВЦ можно пренебречь по сравнению с входной проводимостью g_{11} УП первого каскада. Это допущение справедливо для каскадов на биполярных транзисторах, а также для ламповых каскадов на частотах выше 30 – 100 МГц. При условии

$$g_k \ll g_{11} \quad (4.22)$$

выражения (4.10), (4.15) и (4.18) принимают вид:

$$N_{c\text{ мин}} = 2 + 4\sqrt{R_{ш}g_{11}(t_{11} - 1)},$$

$$N_c = 1 + t_{11} + 4R_{ш}g_{11};$$

$$N_{\text{мин}} = 1 + 2R_{ш}g_{11}\left(1 + \sqrt{1 + t_{11}/R_{ш}g_{11}}\right).$$

Рассмотрим величины выигрыша B_1 , B_2 , B_3 в коэффициенте шума,

где $B_1 = N_c / N_{c\text{ мин}}$ – при переходе от режима простого согласования к режиму оптимального согласования;

$B_2 = N_{c\text{ мин}} / N_{\text{мин}}$ – при переходе от режима оптимального согласования к режиму оптимального рассогласования;

$B_3 = N_c/N_{\text{МИН}}$ – при переходе от режима простого согласования к режиму оптимального рассогласования.

Соответствующие зависимости выигрыша от величины $R_{\text{ш}}g_{11}$ для различных значений t_{11} построены на рис. 4.4-4.6 (напомним, что $N_{\text{сМИН}}$ реализуем лишь при выполнении условия (4.13)).

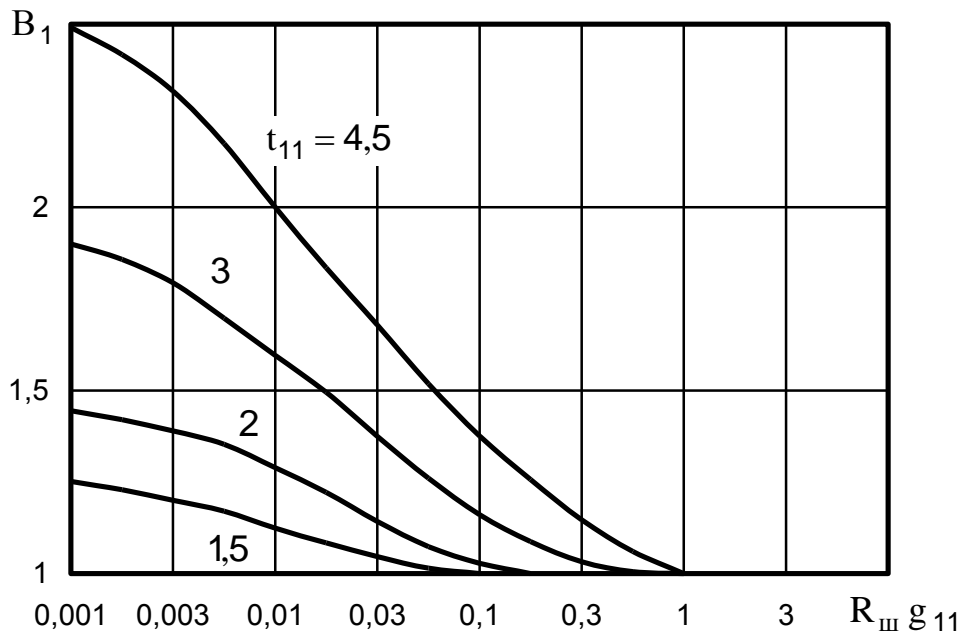


Рисунок 4.4 – Зависимость от произведения $R_{\text{ш}}g_{11}$ выигрыша B_1 в коэффициенте шума для разных значений t_{11} при условии $g_k \ll g_{11}$

Приведенные зависимости показывают, что величины выигрыша убывают с уменьшением величины t_{11} и с ростом произведения $R_{\text{ш}}g_{11}$. Транзисторные каскады, для которых величина t_{11} , как правило, не превышает единицы, имеют низкие значения выигрыша. Существенная величина выигрыша получается лишь для каскадов на электронных лампах с малым шумовым сопротивлением, работающих на сравнительно низких радиочастотах, когда выполняется условие $R_{\text{ш}}g_{11} \ll 1$.

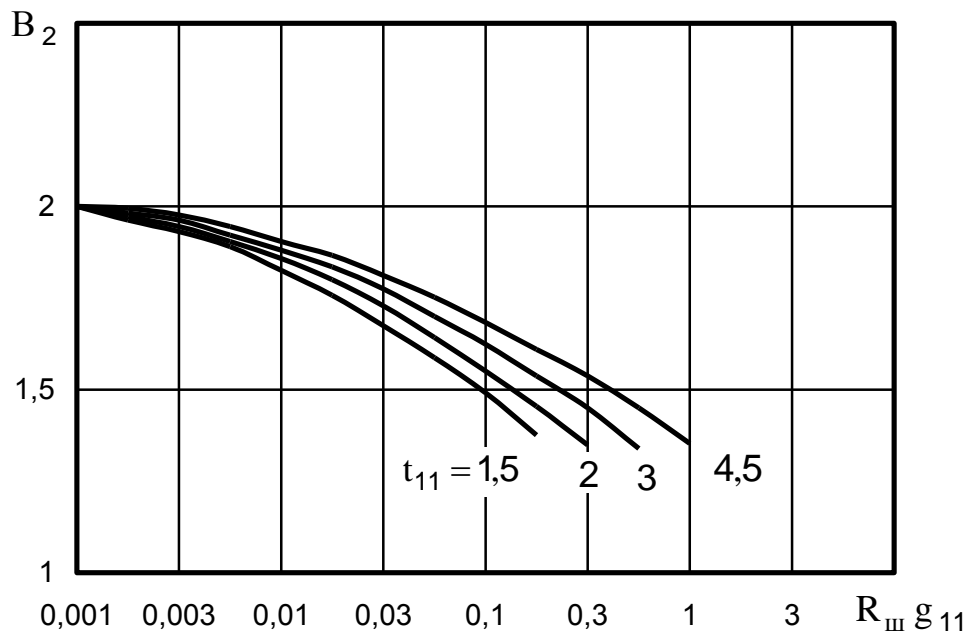


Рисунок 4.5 – Зависимость от произведения $R_{ш}g_{11}$ выигрыша B_2 в коэффициенте шума для разных значений t_{11} при условии $g_K \ll g_{11}$

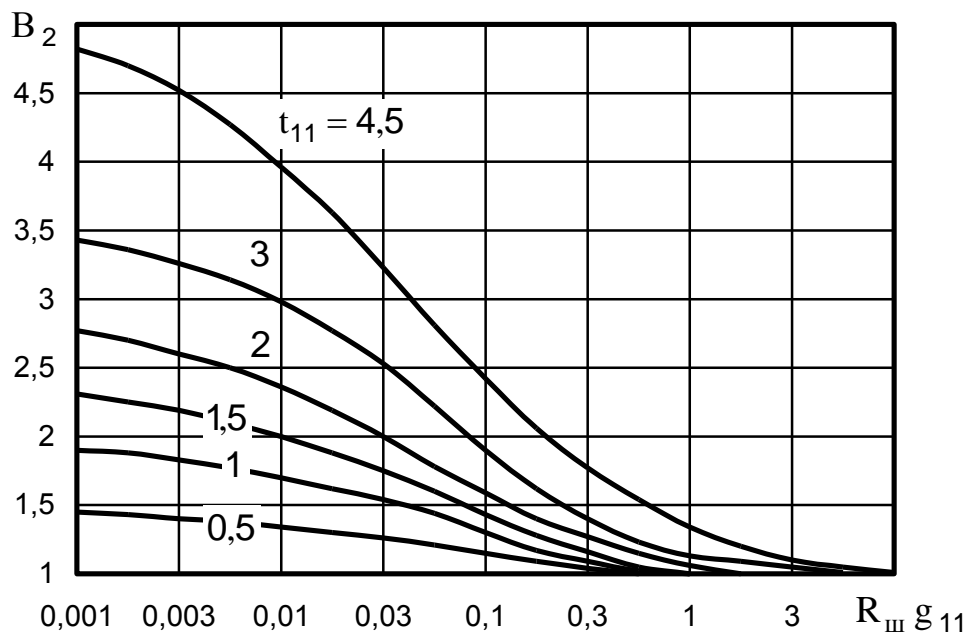


Рисунок 4.6 – Зависимость от произведения $R_{ш}g_{11}$ выигрыша B_3 в коэффициенте шума для разных значений t_{11} при условии $g_K \ll g_{11}$

Пользуясь графиками рис. 4.4–4.6, следует иметь в виду приближенность построенных зависимостей вследствие допущения (4.22), поэтому величины выигрыша в коэффициенте шума фактически будут ниже рассчитанных. Наименее достоверной является левая часть графиков, соответствующая величине g_{11} , соизмеримой с g_K .

Для каскадов на полевых транзисторах, а также для ламповых каскадов на сравнительно низких радиочастотах выполняется условие

$$g_{11} \ll g_K, \quad (4.23)$$

и формулы (4.15) и (4.18) принимают следующий вид:

$$N_c = 2 + 4R_{ш} g_K,$$

$$N_{мин} = 1 + 2R_{ш} g_K \left(1 + \sqrt{1 + 1/R_{ш} g_K} \right).$$

Зависимость выигрыша $B = N_c / N_{мин}$ от величины $R_{ш} g_K$ приведена на рис. 4.7, из которого следует, что при переходе от режима простого согласования к режиму оптимального рассогласования для условия (4.23) величина выигрыша не превышает двух единиц при уменьшении произведения $R_{ш} g_K$ на четыре порядка.

Таким образом, в большинстве случаев коэффициенты шума для различных режимов согласования входа приёмника с антенной различаются незначительно. Поэтому расчёт коэффициента шума и чувствительности приёмника производят для режима согласования по сигналу, а минимума коэффициента шума (то есть согласования по шумам, если оно допустимо по условиям работы приёмника) добиваются при регулировке приёмника.

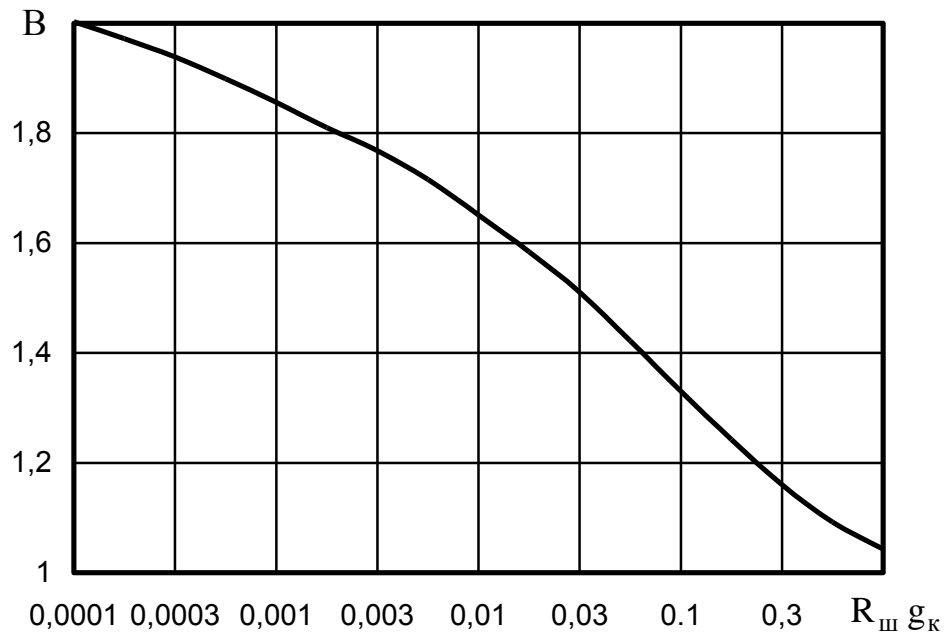


Рисунок 4.7 – Зависимость от произведения $R_{ш} g_k$ выигрыша B в коэффициенте шума при условии $g_{11} \ll g_k$

5 РАСЧЁТ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПРИЁМНИКОВ С НЕНАСТРОЕННЫМИ ОТКРЫТЫМИ АНТЕННАМИ

5.1 Особенности ненастроенных открытых антенн

Приёмники стационарного типа диапазонов длинных волн (ДВ), средних волн (СВ), коротких волн (КВ), миниатюрные (переносные) приёмники КВ диапазона, приёмники личной и служебной радиосвязи могут иметь ненастроенные открытые антенны. Открытая приёмная антенна может состоять из двух проводников (со средним радиусом r) – вертикального и горизонтального, образующих Г- или Т-образную конфигурацию, или из одного вертикального или наклонного проводника как, например, широко распространённая телескопическая антенна (несимметричный вибратор или заземленный вибратор) с возможностью установки различного угла её наклона в вертикальной плоскости и поворота (ориентации) в горизонтальной плоскости.

Любую антенну можно представить эквивалентным генератором ЭДС E и комплексным сопротивлением $\dot{Z}_A = R_A + jX_A$ (рис. 5.1), причём структура эквивалентной схемы и величины элементов, характеризующие сопротивление \dot{Z}_A , зависят от типа антенны, её геометрических размеров, диапазона принимаемых частот.

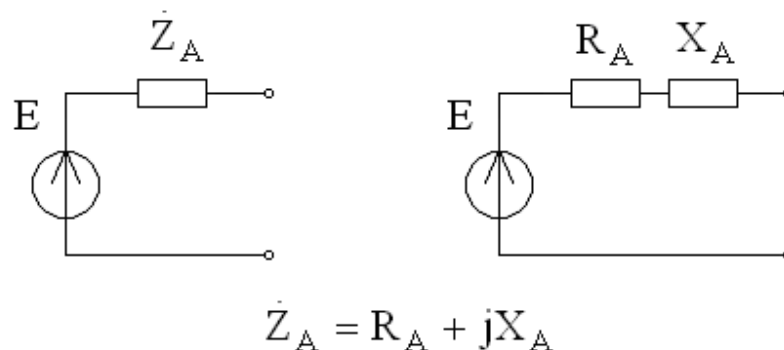


Рисунок 5.1 – Эквивалентная схема антенной цепи

Для определения параметров открытых антенн можно воспользоваться формулами, справедливыми для симметричного вибратора.

Для симметричного вибратора (геометрическая длина l двух плеч которого удовлетворяет условию $l/\lambda \leq 1$) с достаточной для практических расчётов точностью [12]:

$$\dot{Z}_A = R_A + jX_A = \frac{R_a}{(R_a/\rho)^2 + \sin^2(\kappa l/2)} - j \frac{(\rho/2)\sin(\kappa l)}{(R_a/\rho)^2 + \sin^2(\kappa l/2)}, \quad (5.1)$$

где $R_a = R_\Sigma + R_{\text{пот}}$ – сумма сопротивления излучения антенны и сопротивления потерь в проводе антенны (обычно $R_\Sigma \gg R_{\text{пот}}$ и $R_a \approx R_\Sigma$);

$\kappa = 2\pi/\lambda$ – волновое число;

ρ – волновое сопротивление вибратора, которое может быть рассчитано по формуле Кессениха:

$$\rho \approx 120 \ln\left(\frac{\lambda}{\pi r}\right) - 70 = 276 \lg\left(\frac{\lambda}{\pi r}\right) - 70; \quad (5.2)$$

Зависимости R_A и X_A от отношения l/λ для симметричного вибратора показаны на рис. 5.2.

Величину сопротивления излучения симметричного вибратора R_Σ можно найти по графику рис. 5.3. При $l/\lambda \leq 0,5$ для расчёта величины R_Σ можно воспользоваться формулой:

$$R_\Sigma \approx 80 \pi^2 \left(\frac{h_D}{\lambda}\right)^2 \approx 800 \left(\frac{h_D}{\lambda}\right)^2. \quad (5.3)$$

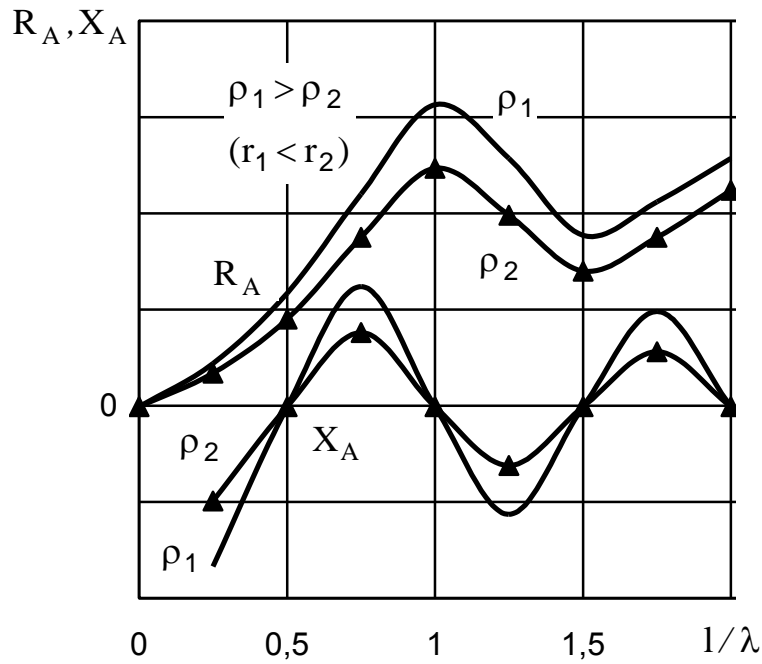


Рисунок 5.2 – Качественные зависимости R_A и X_A от отношения $1/\lambda$ для симметричного вибратора

Сопротивление излучения несимметричной антенны R'_Σ (в частности несимметричного вибратора) в два раза меньше, чем симметричной:

$$R'_\Sigma = R_\Sigma/2.$$

Действующую высоту открытых антенн некоторых типов можно рассчитать по формулам табл. 5.1. В табл. 5.1 обозначены:

h – разница уровней между наивысшей точкой конструкции антенны и входом приёмника;

h_3 – разница уровней между концами наклонных проводов зонтичной антенны и нижним выводом антенны, подключаемым ко входу приёмника.

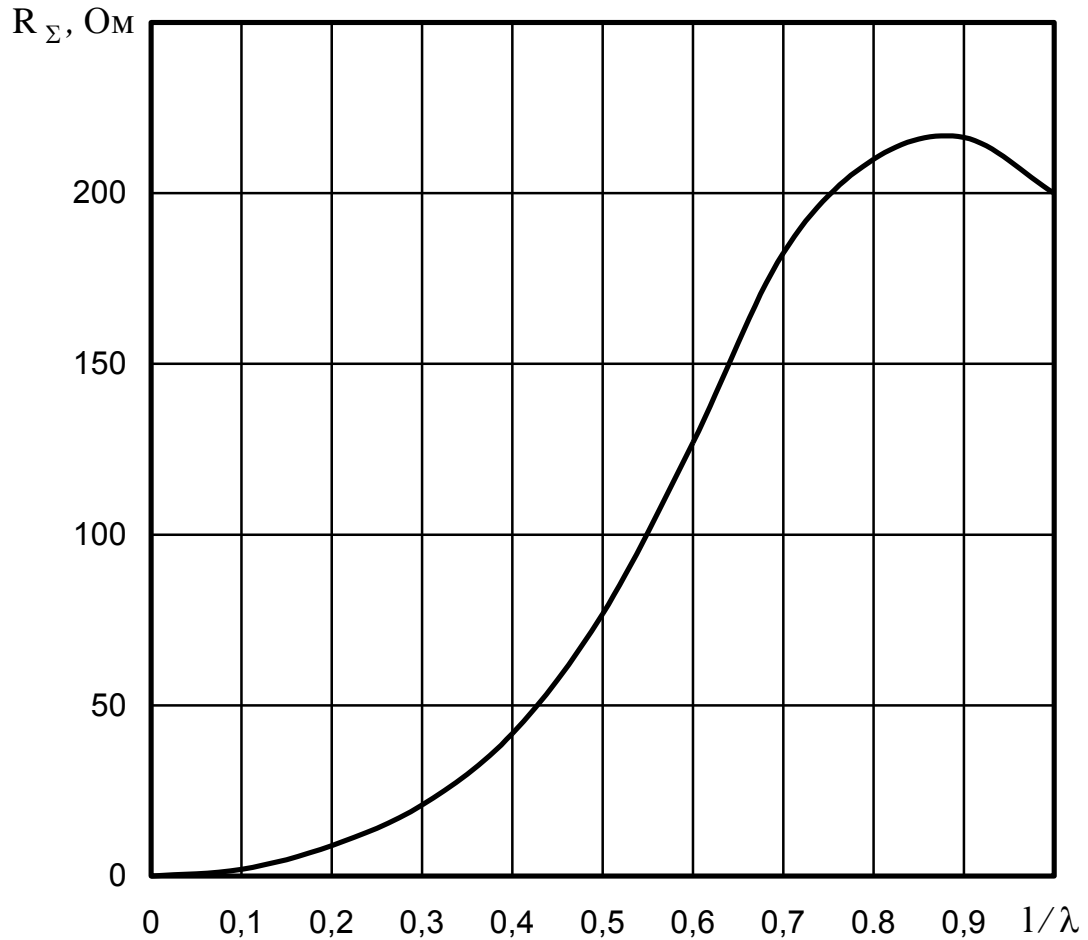


Рисунок 5.3 – Зависимость сопротивления излучения симметричного вибратора от его длины l , отнесенной к длине волны λ

Таблица 5.1

**Формулы для расчёта действующей высоты
антенны различных типов**

Тип антенны	Действующая высота, h_d
Симметричный вибратор	$(2/k) \operatorname{tg}(kl/4)$, $l \leq \lambda/2$
Несимметричный вибратор (вертикальный штырь)	$(1/k) \operatorname{tg}(kl/2)$, $l \leq \lambda/4$
Г- или Т-образная	$(1 - h/2l)h$, $l \leq \lambda/3$
Наклонная однолучевая	$h(1 - \cos kl)/k \sin kl$
Наклонная многолучевая	h
Метелочная	$(0,6 \dots 0,7)h$
Зонтичная	$(h + 2h_3)/3$

Размеры практически используемых открытых антенн в диапазонах ДВ, СВ и телескопических в диапазоне КВ оказываются в большинстве случаев много меньше длины волны принимаемого сигнала. При этом величина R_A мала (единицы Ом) и реактивная составляющая X_A является доминирующей. В диапазоне КВ размеры, например, Г- или Т-образных антенн длиной несколько метров могут быть соизмеримы с длиной волны принимаемого сигнала. В этом случае из-за резонансов в антенне величина R_A может достигать несколько сотен Ом, а величина X_A – быть равной нулю или иметь емкостной или индуктивный характер. Величины R_A , X_A сильно зависят от частоты принимаемого сигнала, от пространственного расположения антенны и высоты её подъёма над поверхностью земли, а также от прочих факторов (например, от находящихся вблизи предметов). Поэтому возникает необходимость уменьшить влияние непостоянных параметров открытой антенны на входную цепь приёмника. Это реализуется путём обеспечения довольно слабой связи антенны с входной цепью. При этом расчёт чувствительности приёмника по формулам (3.3)–(3.6), приведённым в разделе 3, невозможен из-за отсутствия согласования антенны с входной цепью.

5.2 Расчётные формулы для чувствительности приёмника с ненастроенной антенной

Для оценки чувствительности приёмника с ненастроенной антенной получим расчётные формулы, представив антенную цепь и преселектор эквивалентной схемой, изображенной на рис. 5.4.

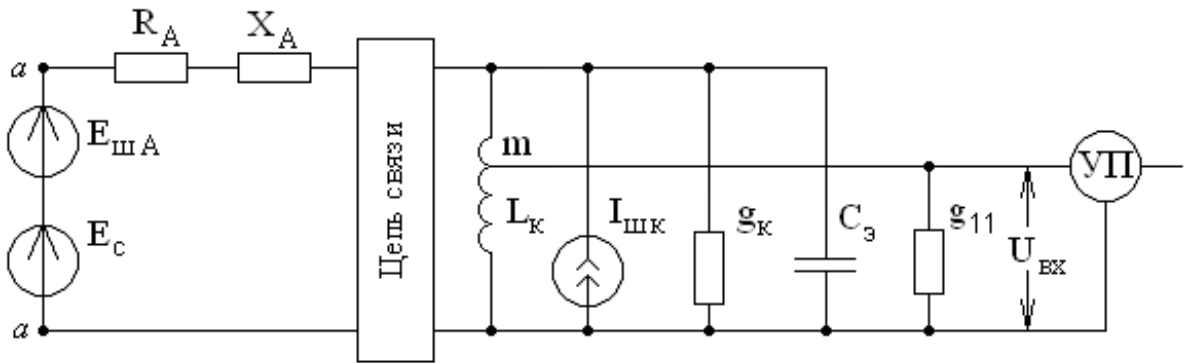


Рисунок 5.4 – Эквивалентная схема ненастроенной антенной цепи и преселектора

Будем считать, что известны эффективная полоса шумов $\Pi_{ш}$ приёмника, действующая высота антенны h_d , коэффициент передачи ВЦ по напряжению $k_0 = U_{вх}/E$, резонансные проводимости контура ВЦ $g_k = d_k \omega_c C_3$, $g_3 = d_3 \omega_c C_3$, где d_k , d_3 , C_3 – конструктивное и эквивалентное затухания и эквивалентная ёмкость контура ВЦ, характеристическое сопротивление контура $\rho = \sqrt{L_k/C_3}$, входная проводимость УП g_{11} , коэффициент шума N_1 первого каскада приёмника, подключенного к контуру ВЦ с коэффициентом включения m . Заметим, что при достаточном усилении сигнала по мощности первым каскадом приёмника (десять и более раз) в соответствии с формулой (3.23) коэффициент шума первого каскада N_1 определяет коэффициент шума УС, т.е. $N_{УС} = N_1$.

Пренебрегая влиянием антенны на контур ВЦ из-за их слабой связи, найдём в соответствии со схемой рис. 5.4 и формулой (2.10) при $T = T_0$ квадрат эффективного значения шумового напряжения, обусловленного контуром ВЦ на входе УП:

$$U_{\text{ВХ Ш К}}^2 = \left(\frac{m I_{\text{Ш К}}}{g_{\text{К}} + m^2 g_{11}} \right)^2 = \frac{4kT_0 \Pi_{\text{Ш}} g_{\text{К}} m^2}{g_{\text{Э}}^2} = 4kT_0 \Pi_{\text{Ш}} m^2 \rho d_{\text{К}} / d_{\text{Э}}^2, \quad (5.5)$$

где $g_{\text{Э}} = g_{\text{К}} + m^2 g_{11}$.

Принимая во внимание, что квадрат эффективного значения шумового напряжения на входе УП с учётом его собственных шумов $U_{\text{ВХ Ш}}^2 = N U_{\text{ВХ Ш К}}^2$, а также необходимость обеспечения отношения $(P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{ВЫХ РТ}} = \gamma_{\text{ВЫХ РТ}}$ на выходе РТ приемника с учётом (5.5) запишем, что квадрат ЭДС сигнала в антенне, характеризующий реальную чувствительность, должен удовлетворять условию:

$$E_{\text{среал}}^2 \geq \frac{U_{\text{ВХ с}}^2}{k_0^2} = \frac{\gamma_{\text{ВЫХ РТ}} U_{\text{ВХ Ш}}^2}{k_0^2} = \frac{\gamma_{\text{ВЫХ РТ}} 4kT_0 \Pi_{\text{Ш}} m^2 \rho N_{\text{УС}} d_{\text{К}}}{d_{\text{Э}}^2 k_0^2},$$

или

$$E_{\text{среал}}^2 / \gamma_{\text{ВЫХ РТ}} \geq \frac{4kT_0 \Pi_{\text{Ш}} m^2 \rho N_{\text{УС}} d_{\text{К}}}{d_{\text{Э}}^2 k_0^2} = U_{\text{ш пр}}^2. \quad (5.6)$$

Правая часть неравенства (5.6) – квадрат эффективного значения напряжения собственного шума УС приёмника ($U_{\text{ш пр}}^2$), пересчитанного к зажимам генератора ЭДС сигнала (см. рис. 5.3, точки *a-a*). Относя к этим же точкам квадрат эффективного значения ЭДС шума от активной составляющей $R_{\text{А}}$ комплексного сопротивления антенны

$$E_{\text{ш А}}^2 = 4kT_0 \Pi_{\text{Ш}} R_{\text{А}} \quad (5.7)$$

и квадрат эффективного значения ЭДС внешних шумов, определяемый по формуле (2.31), усилим неравенство (5.6):

$$\frac{E_{\text{среал}}^2}{\gamma_{\text{вых РТ}}} \geq U_{\text{ш пр}}^2 + E_{\text{ш А}}^2 + E_{\text{ш внеш}}^2 =$$

$$= \frac{4kT_0 \Pi_{\text{ш}} m^2 \rho N_{\text{УС}} d_{\text{к}}}{d_{\text{э}}^2 k_0^2} + 4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_{\text{А}} + \varepsilon_{\text{ш внеш}}^2 h_{\text{д}}^2 \Pi'_{\text{ш}}. \quad (5.8)$$

Из (5.8) следует, что реальная чувствительность приёмника с ненастроенной антенной с учётом внутреннего шума, шума антенны и внешних помех может быть оценена по формуле:

$$E_{\text{среал}} \approx \sqrt{\gamma_{\text{вых РТ}} \left[4kT_0 \Pi_{\text{ш}} \left(\frac{m^2 \rho d_{\text{к}} N_{\text{УС}}}{d_{\text{э}}^2 k_0^2} + R_{\text{А}} \right) + \varepsilon_{\text{ш внеш}}^2 h_{\text{д}}^2 \Pi'_{\text{ш}} \right]}. \quad (5.9)$$

Чувствительность приёмника по полю с учётом (5.9) и (5.4):

$$\varepsilon_{\text{среал}} \approx \sqrt{\gamma_{\text{вых РТ}} \left[\frac{4kT_0 \Pi_{\text{ш}}}{h_{\text{д}}^2} \left(\frac{m^2 \rho d_{\text{к}} N_{\text{УС}}}{d_{\text{э}}^2 k_0^2} + R_{\text{А}} \right) + \varepsilon_{\text{ш внеш}}^2 \Pi'_{\text{ш}} \right]}. \quad (5.10)$$

Из (5.9), (5.10) следует, что для повышения чувствительности приёмника (для уменьшения величин $E_{\text{среал}}$, $\varepsilon_{\text{среал}}$) необходимо стремиться к уменьшению:

эффективной полосы шумов $\Pi_{\text{ш}}$;

конструктивного затухания контура ВЦ $d_{\text{к}}$;

коэффициента шума УС приёмника $N_{\text{УС}}$;

к увеличению:

характеристического сопротивления контура ВЦ ρ ;

действующей высоты антенны $h_{\text{д}}$;

коэффициента передачи ВЦ k_0 .

Заметим, что k_0 пропорционален ρ , m и обратно пропорционален $d_{\text{э}}$. Поэтому увеличить k_0 для увеличения

чувствительности приёмника можно за счёт увеличения ρ и за счёт увеличения связи ВЦ с антенной. Последнее не всегда возможно из-за непостоянных параметров внешних антенн. Как уже отмечалось, при определенной степени связи антенны и ВЦ их изменение может приводить к расстройке и к изменению d_3 контура ВЦ, обеспечивающего избирательность (часть избирательности) по дополнительным каналам приёма супергетеродинных приёмников и приёмников прямого преобразования или избирательность (часть избирательности) по соседнему каналу приёмников прямого усиления.

5.3 Расчёт реальной чувствительности приемника в зависимости от требований технического задания

5.3.1 Оценка реальной чувствительности

Предположим, что в ТЗ на приёмник требуется оценить реальную чувствительность. На этапе эскизного проектирования проводится ориентировочный расчёт чувствительности (который должен быть уточнён на этапе электрического расчёта) с использованием приближённых параметров ВЦ: если первый каскад приёмника выполнен на биполярном транзисторе, можно задать величины $m = 0,1 \dots 0,3$, $k_0 = 0,4 \dots 1$; в случае использования полевого транзистора $m = 1$, $k_0 = 2 \dots 5$. Величину коэффициента шума приёмника можно задать по рекомендациям подраздела 3.3 или рассчитать по формуле (5.19). Далее необходимо рассчитать величину $\rho = 1/\omega_{\text{с макс}} C_3$ при минимальной ёмкости контура ВЦ, величину d_3 на максимальной частоте диапазона, исходя из требуемой от ВЦ избирательности по зеркальному каналу выбрать соответствующую данному диапазону частот величину d_k , рассчитать величины h_d и R_A приёмной антенны.

Используя выбранные и рассчитанные данные, по формулам (5.6), (5.7), (2.31) нужно оценить величины $U_{\text{ш пр}}^2$, $E_{\text{ш А}}^2$, $E_{\text{ш внеш}}^2$ и сравнить их между собой.

Если

$$E_{\text{ш внеш}}^2 \gg U_{\text{ш пр}}^2 + E_{\text{ш А}}^2, \quad (5.11)$$

можно сделать вывод о том, что чувствительность приёмника определяется уровнем внешнего шума и может быть оценена по формулам:

$$E_{\text{с реал}} \approx \varepsilon_{\text{ш внеш}} h_{\text{д}} \sqrt{\gamma_{\text{вых РТ}} \Pi'_{\text{ш}}}, \quad (5.12)$$

$$\varepsilon_{\text{с реал}} \approx \varepsilon_{\text{ш внеш}} \sqrt{\gamma_{\text{вых РТ}} \Pi'_{\text{ш}}}. \quad (5.13)$$

Если

$$E_{\text{ш внеш}} \ll U_{\text{ш пр}}^2 + E_{\text{ш А}}^2; \quad (5.14)$$

можно сделать вывод о том, что чувствительность приёмника определяется внутренним шумом приёмника, тепловым шумом антенны и может быть оценена по формулам:

$$E_{\text{с реал}} \approx \sqrt{\gamma_{\text{вых РТ}} 4kT_0 \Pi_{\text{ш}} \left(\frac{m^2 \rho d_{\text{к}} N_{\text{УС}}}{d_{\text{э}}^2 k_0^2} + R_{\text{А}} \right)}; \quad (5.15)$$

$$\varepsilon_{\text{с реал}} \approx \sqrt{\gamma_{\text{вых РТ}} \frac{4kT_0 \Pi_{\text{ш}}}{h_{\text{д}}^2} \left(\frac{m^2 \rho d_{\text{к}} N_{\text{УС}}}{d_{\text{э}}^2 k_0^2} + R_{\text{А}} \right)}. \quad (5.16)$$

Если же значения $E_{\text{ш внеш}}$ и $(U_{\text{ш пр}}^2 + E_{\text{ш А}}^2)$ соизмеримы (то есть отличаются не более, чем в 3 раза), нужно сделать вывод о том, что чувствительность зависит как от собственных шумов приёмника, так и от внешних шумов и должна быть оценена по формулам (5.9), (5.10).

5.3.2 Оценка допустимого коэффициента шума

Предположим теперь, что в ТЗ задана величина требуемой реальной чувствительности $E_{с\text{реалТЗ}}$ или чувствительности по полю $\varepsilon_{с\text{реалТЗ}}$. В этом случае нужно найти допустимую величину коэффициента шума УС приёмника, используя формулы (5.9), (5.10):

$$N_{УС\text{доп}} \leq \frac{d_э^2 k_0^2}{m^2 \rho d_к} \left(\frac{E_{с\text{реалТЗ}}^2 / \gamma_{\text{вых РТ}} - \varepsilon_{\text{швн}}^2 h_д^2 \Pi_{\text{ш}}'}{4kT_0 \Pi_{\text{ш}}} - R_A \right), \quad (5.17)$$

$$N_{УС\text{доп}} \leq \frac{d_э^2 k_0^2}{m^2 \rho} \left(\frac{(\varepsilon_{с\text{реалТЗ}}^2 / \gamma_{\text{вых РТ}} - \varepsilon_{\text{швн}}^2 \Pi_{\text{ш}}') h_д^2}{4kT_0 \Pi_{\text{ш}}} - R_A \right). \quad (5.18)$$

Если рассчитанная величина $N_{УС\text{доп}} \geq 2$, то необходимо реализовать коэффициент шума УС приёмника $N_{УС} \leq N_{УС\text{доп}}$, и требование ТЗ по чувствительности будет выполнено. Однако возможны случаи, когда при расчёте по формулам (5.17), (5.18) получается, что $0 < N_{УС\text{доп}} < N_{УС\text{мин}} \approx 2$ (где $N_{УС\text{мин}}$ – минимально возможное значение коэффициента шума УС приёмника) или даже $N_{РТ\text{доп}} < 0$.

Эти случаи соответствуют условиям

$$E_{с\text{реалТЗ}} < E_{с\text{реалмин}} \approx \sqrt{\gamma_{\text{вых РТ}} 4kT_0 \Pi_{\text{ш}} \left(\frac{m^2 \rho d_к N_{УС\text{мин}}}{d_э^2 k_0^2} + R_A \right)},$$

$$\varepsilon_{с\text{реалТЗ}} < \varepsilon_{с\text{реалмин}} \approx \sqrt{\frac{\gamma_{\text{вых РТ}} 4kT_0 \Pi_{\text{ш}}}{h_д^2} \left(\frac{m^2 \rho d_к N_{УС\text{мин}}}{d_э^2 k_0^2} + R_A \right)},$$

что нереализуемо, или условию (5.11), когда внешние шумы значительно больше собственных шумов приёмника и антенны, и минимизация N нецелесообразна. В этом случае необходима корректировка требования ТЗ по чувствительности в сторону её

ухудшения: величины $E_{c\text{реал}}$ или $\varepsilon_{c\text{реал}}$ оцениваются по формулам (5.9), (5.10) при $N = N_{yC\text{мин}}$ или по формулам (5.12), (5.13).

5.4 Расчёт коэффициента шума первого каскада приёмника с ненастроенной антенной

При малом сопротивлении источника сигнала, что характерно для ненастроенных антенн ($R_A \rightarrow 0$), формула (4.5) теряет смысл, так как $g_{и} = (1/R_A) \rightarrow \infty$.

Получим формулу для расчёта коэффициента шума первого каскада приёмника с ненастроенной антенной, проделав действия, аналогичные описанным в подразделе 4.1, считая, однако, что из-за малого сопротивления ненастроенной антенны и слабой связи антенны с ВЦ шумы на входе УП определяются только шумовым током контура $I'_{шк}$ и шумовыми токами $I_{ш11}$, $I_{ш}$. Приняв за исходный источник шумов собственную проводимость контура, пересчитанную ко входу УП $g'_k = g_k/m^2$, с использованием (2.26) получим:

$$N = 1 + t_{11} \frac{g_{11}}{g'_k} + R_{ш} \frac{(g'_k + g_{11})^2}{g'_k}. \quad (5.19)$$

Взяв частную производную $\partial N/\partial m$ и приравняв её к нулю, найдём оптимальную величину коэффициента включения УП в контур ВЦ при которой коэффициент шума первого каскада с ненастроенной антенной принимает минимальное значение:

$$m_{\text{опт}} = 4 \sqrt{\frac{R_{ш} g_k^2}{g_{11} (t_{11} + R_{ш} g_{11})}}. \quad (5.20)$$

Из (5.20) следует, что $m_{\text{опт}} < m_c = \sqrt{g_k/g_{11}}$, где m_c – коэффициент включения УП в контур ВЦ, соответствующий режиму согласования.

6 РАСЧЁТ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПРИЁМНИКОВ С МАГНИТНЫМИ АНТЕННАМИ

6.1 Особенности приёмных магнитных антенн

К приёмным магнитным антеннам (МА) относятся антенны, реагирующие, в основном, на магнитную составляющую электромагнитного поля. Их замечательным свойством является повышенная помехоустойчивость к помехам электрического характера вблизи источников этих помех [6]. Самые распространенные из приёмных магнитных антенн – рамочная и ферритовая. Ещё одно достоинство этих антенн – пространственная избирательность, позволяющая в некоторой степени отстроиться от источников помех изменением ориентации антенны.

Рамочные антенны в портативных приёмниках применяются, в основном, в диапазоне КВ (возможно применение в СВ диапазоне [13]) и выполнены в виде 1...40 витков провода, уложенного на диэлектрический каркас по периметру приёмника, или «печатным» способом на плате в виде прямоугольной или круглой спирали.

Ферритовая антенна является разновидностью рамочной антенны с ферромагнитным удлинённым сердечником (стержнем), пронизывающим все витки рамки. Ферритовые антенны наиболее часто применяются в диапазонах ДВ, СВ, а иногда и в диапазонах КВ и ультракоротких волн (УКВ).

Действующая высота магнитной антенны может быть рассчитана по формуле

$$h'_{д} = 2\pi w S_{в} \mu_{д} / \lambda, \quad (6.1)$$

где w – число витков магнитной антенны;

$S_{в}$ – площадь одного витка катушки;

μ_d – действующая магнитная проницаемость сердечника (для ферритовой антенны).

Обычно параллельно катушке магнитной антенны подключается конденсатор (с постоянной или с переменной ёмкостью) или его эквивалент, например – варикап, и полученный таким образом параллельный колебательный контур является одноконтурной входной цепью приёмника (рис. 6.1 а). При этом действующая высота магнитной антенны возрастает в $Q_3 = (1/d_3)$ раз:

$$h_d = 2\pi w S_B \mu_d Q_3 / \lambda. \quad (6.2)$$

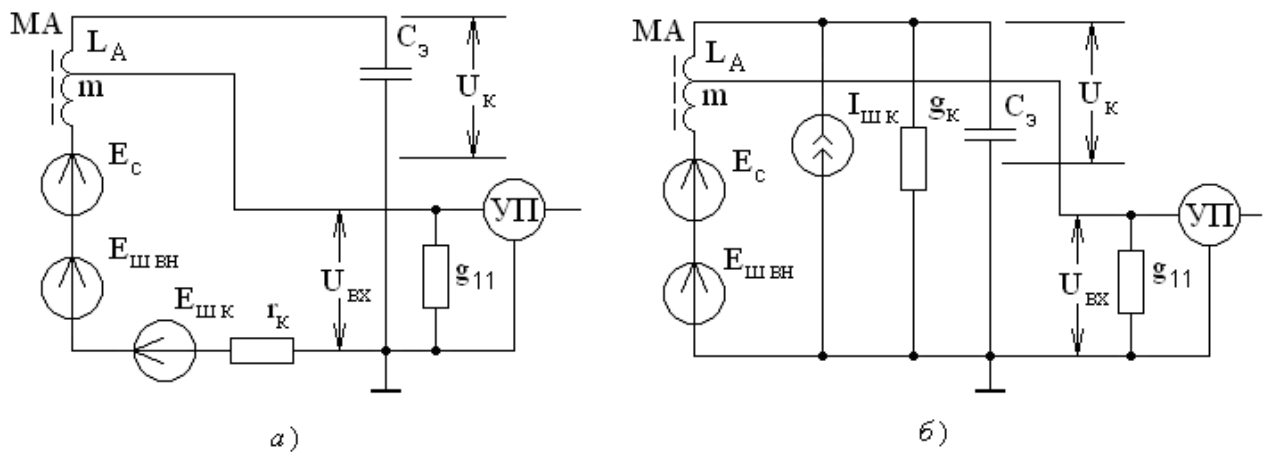


Рисунок 6.1 – Эквивалентные схемы ВЦ с магнитной антенной

Возможно усложнение входной цепи для получения большей селективности путём включения второго контура, связанного с первым.

Подробный расчёт параметров магнитных антенн изложен в [3,6].

6.2 Расчетные формулы для чувствительности приёмника с магнитной антенной

Получим формулу для оценки чувствительности приёмника с магнитной антенной. Для этого представим эквивалентную схему ВЦ преселектора в виде резонансного контура с индуктивностью L_A , ёмкостью $C_э$ и собственным сопротивлением потерь r_k (рис. 6.1,а).

В этой схеме связь ЭДС E_c , $E_{швнеш}$ с напряжениями электромагнитного поля сигнала ε_c и шумов $\varepsilon_{швнеш}$ в точке приёма определяется формулой (5.4), а квадрат эффективного значения шумовой ЭДС в контуре от сопротивления r_k

$$E_{шк}^2 = 4kT_0\Pi_{ш}r_k. \quad (6.3)$$

Предположим, что известны эффективная полоса шумов приёмника $\Pi_{ш}$, действующая высота магнитной антенны h_d , резонансная конструктивная проводимость контура ВЦ $g_k = d_k\omega_c C_э = d_k^2/r_k$, характеристическое сопротивление контура $\rho = \sqrt{L_A/C_э}$, коэффициент шума УС приемника $N_{УС}$, коэффициент включения первого каскада к контуру ВЦ m .

Поскольку (см. рис. 6.1)

$$U_{вх} = mU_k, \quad U_k = E/d_э, \quad (6.4)$$

то с учётом (5.6) напряжения сигнала и внешних шумов на входе первого каскада:

$$U_{вхс} = \varepsilon_{среал} h_d m/d_э; \quad (6.5)$$

$$U_{вхшвн} = \varepsilon_{швнеш} h_d m\sqrt{\Pi'_{ш}}/d_э. \quad (6.6)$$

Выразив ток $I_{шк}$ через ЭДС $E_{шк}$ (см. рис. 6.1,б) в виде

$$I_{шк} = E_{шк} g_k/d_k$$

с учётом (6.2) определим квадрат эффективного значения шумового напряжения, обусловленного контуром ВЦ на входе УП:

$$U_{\text{ВХ ШК}}^2 = \left(\frac{mI_{\text{ШК}}}{g_{\text{К}} + m^2g_{11}} \right)^2 = \left(\frac{mE_{\text{ШК}}g_{\text{К}}}{d_{\text{К}}g_{\text{Э}}} \right)^2 = \frac{4kT_0\Pi_{\text{Ш}}m^2\rho d_{\text{К}}}{d_{\text{Э}}^2}. \quad (6.7)$$

Учитывая, что квадрат эффективного значения шумового напряжения на входе УП $U_{\text{ВХ Ш}}^2 = N_{\text{УС}} U_{\text{ВХ ШК}}^2$, а также необходимость обеспечения отношения $\gamma_{\text{ВЫХ РТ}} = P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}$ на выходе РТ приёмника, запишем с учётом (6.4) – (6.6) следующее неравенство:

$$\begin{aligned} \frac{U_{\text{ВХ с}}^2}{\gamma_{\text{ВЫХ РТ}}} &= \frac{\varepsilon_{\text{среал}}^2 h_{\text{д}}^2 m^2}{\gamma_{\text{ВЫХ РТ}} d_{\text{Э}}^2} \geq U_{\text{ВХ ШК}}^2 + U_{\text{Ш ВХ ВНЕШ}}^2 = \\ &= \frac{4kT_0\Pi_{\text{Ш}}m^2\rho d_{\text{К}}N_{\text{УС}}}{d_{\text{Э}}^2} + \frac{\varepsilon_{\text{Ш ВНЕШ}}^2 h_{\text{д}}^2 m^2 \Pi'_{\text{Ш}}}{d_{\text{Э}}^2}. \end{aligned} \quad (6.8)$$

Из (6.8) следует, что реальная чувствительность по полю приёмника с магнитной антенной с учётом внутреннего шума, шума антенны, внешних помех может быть оценена по формуле

$$\varepsilon_{\text{среал}} \approx \sqrt{\gamma_{\text{ВЫХ РТ}} \left(\frac{4kT_0\Pi_{\text{Ш}}\rho d_{\text{К}}N_{\text{УС}}}{h_{\text{д}}^2} + \varepsilon_{\text{Ш ВНЕШ}}^2 \Pi'_{\text{Ш}} \right)}. \quad (6.9)$$

Из (6.9) следует, что для повышения чувствительности необходимо стремиться к уменьшению:

эффективной полосы шумов $\Pi_{\text{Ш}}$;

конструктивного затухания контура ВЦ $d_{\text{К}}$;

коэффициента шума УС $N_{\text{УС}}$;

к увеличению:

действующей высоты антенны $h_{\text{д}}$;

характеристического сопротивления контура ВЦ ρ .

Последнее следует из того, что для частоты $\omega = \text{const}$ ρ пропорционально квадрату числа витков w катушки ВЦ, d_k – обратно пропорционально w , а h_d пропорциональна w .

6.3 Расчёт чувствительности приемника в зависимости от требований технического задания

6.3.1 Оценка реальной чувствительности

Если ТЗ требует оценить реальную чувствительность приёмника, то необходимо учесть следующее.

Первое слагаемое в скобках формулы (6.8) характеризует квадрат чувствительности приёмника по полю, определяемой тепловыми шумами антенного контура и внутренними шумами усилительного тракта:

$$\varepsilon_{\text{шсоб}}^2 = \frac{4kT_0 \Pi_{\text{ш}} \rho d_k N_{\text{PT}}}{h_d^2}.$$

Второе слагаемое характеризует квадрат напряженности поля внешних помех в точке приёма, приведенной к эффективной полосе шумов приёмника:

$$\varepsilon_{\text{швнеш}}^2 = \varepsilon_{\text{швнеш}}^2 \Pi'_{\text{ш}}.$$

При расчёте максимальной чувствительности необходимо оценить величины $\varepsilon_{\text{шсоб}}^2$ и $\varepsilon_{\text{швнеш}}^2$, сравнить их между собой и сделать выводы, аналогичные описанным в подразделе 5.3.1.

Коэффициент шума первого усилительного каскада приёмника с магнитной антенной может быть рассчитан по формуле (5.19) или задан по рекомендациям подраздела 3.3.

6.3.2 Оценка допустимого коэффициента шума

Если в ТЗ задана величина требуемой реальной чувствительности по полю $\varepsilon_{\text{среалТЗ}}$, то из (6.8) необходимо найти допустимую величину коэффициента шума УС приёмника

$$N_{\text{доп УС}} \leq \frac{\left(\varepsilon_{\text{среалТЗ}}^2 / \gamma_{\text{вых РТ}} - \varepsilon_{\text{ш внеш}}^2 \Pi'_{\text{ш}} \right) h_{\text{д}}^2}{4kT_0 \Pi_{\text{ш}} \rho d_{\text{к}}} \quad (6.10)$$

и сделать выводы, аналогичные описанным в подразделе 5.3.2.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Расчет радиоприёмников / Н.В. Бобров, Г.В. Максимов, В.И. Мичурин, Д.П. Николаев. – М.: Воениздат, 1971. – 496 с.
2. Горшелев В.Д. и др. Основные проектирования радиоприёмников. – Л.: Энергия, 1977. – 384 с.
3. Проектирование радиоприёмных устройств / Под общ. ред. А.П. Сиверса. – М.: Советское радио, 1976. – 488 с.
4. Белкин М.К. и др. Справочник по учебному проектированию приёмно-усилительных устройств. – К.: Выща школа, 1988. – 472 с.
5. Музыка З.Н. Чувствительность радиоприёмных устройств на полупроводниковых приборах. – М.: Радио и связь. 1981. – 168 с.
6. Калихман С.Г., Левин Я.М. Радиоприёмники на полупроводниковых приборах. Теория и расчёт. – М.: Связь, 1979. – 352 с.
7. Васин В.В., Степанов Б.М. Справочник-задачник по радиолокации. – М.: Советское радио, 1977. – 320 с.
8. Ред Э.Т. Схемотехника радиоприёмников. – М.: Мир, 1989. – 152 с.
9. Ред Э.Т. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. – М.: Мир, 1990. – 256 с.
10. Электромагнитная совместимость и непреднамеренные помехи / Сост. Дональд Р.Ж. Увайт. – Вып. 1: Общие вопросы электромагнитной совместимости. Межсистемные помехи. – М.: Советское радио, 1977. – 392 с.
11. Гальперович Д.Я. и др. Радиочастотные кабели. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.
12. Чернышов В.П. Антенно-фидерные устройства радиосвязи и радиовещания. – М.: Связь, 1978. – 288 с.

13. Поляков В.Т. Рамочная средневолновая антенна//Радио. – 1994. - №1. – С.19-20.
14. Полупроводниковые приборы: транзисторы: Справочник / Под общ. ред. Н.Н. Горюнова. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 904 с.
15. Полупроводниковые приборы: транзисторы малой мощности: Справочник / Под ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989. – 640 с.
16. Аксёнов А.И. и др. Элементы схем бытовой радиоаппаратуры. Диоды. Транзисторы: Справочник. – М.: Радио и связь, 1993. – 224 с.
17. Аксёнов А.И., Нефедов А.В. Отечественные полупроводниковые приборы / 5-е изд., доп. и испр. – М.: СОЛОН – Пресс, 2005. – 584 с.
18. Полевые транзисторы. Физика, технология, применения / Пер. с англ. под ред. С.А. Майорова. – М.: Советское радио, 1971. – 376 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ Y-ПАРАМЕТРЫ И СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ МАЛОШУМЯЩИХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Для оценки усилительных способностей каскадов радиоприёмника и устойчивости формы их резонансных характеристик, оценки шумовых параметров t_{11} , $R_{ш}$ необходимо провести расчёт высокочастотных Y-параметров используемых транзисторов по данным, приводимым в справочной литературе.

П.1 Биполярные транзисторы

На частотах $f \leq 0,3f_{гр}$, где $f_{гр}$ (или f_T) – частота, на которой модуль коэффициента передачи тока базы в схеме с общим эмиттером (ОЭ) $|\dot{h}_{21y} = 1|$, Y-параметры биполярного транзистора могут быть рассчитаны по формулам табл. П.1 при включении с ОЭ и по формулам табл. П.2 при включении с ОБ [3]. Для упрощения в обозначениях Y-параметров схемы с ОЭ индекс «Э» опущен.

Формулы для расчёта Y-параметров биполярного транзистора с ОЭ

Y-параметры		Расчётные формулы
$\dot{Y}_{21} = g_{21} + jb_{21}$	g_{21}	$\beta_0 / (1 + \beta_0) h_{11\bar{6}} (1 + \gamma_S^2)$
	b_{21}	$-\beta_0 \gamma_s / (1 + \beta_0) h_{11\bar{6}} (1 + \gamma_S^2)$
	$ \dot{Y}_{21} $	$\beta_0 / (1 + \beta_0) h_{11\bar{6}} \sqrt{(1 + \gamma_S^2)}$
$\dot{Y}_{12} = g_{12} + jb_{12}$	g_{12}	$-\omega \tau_K (\beta_0 \gamma_T - \gamma_S) / \beta_0 h_{11\bar{6}} (1 + \gamma_S^2)$
	b_{12}	$-\omega C_K - \omega \tau_K (1 + \beta_0 \gamma_T \gamma_S) / \beta_0 h_{11\bar{6}} (1 + \gamma_S^2) =$ $= -\omega C_{12}$
	$ \dot{Y}_{12} $	$\sim \omega C_K$
$\dot{Y}_{22} = g_{22} + jb_{22}$	g_{22}	$\omega \tau_K \gamma_S / h_{11\bar{6}} (1 + \gamma_S^2)$
	b_{22}	$\omega C_K + \omega \tau_K / h_{11\bar{6}} (1 + \gamma_S^2) = \omega C_{22}$
	$ \dot{Y}_{22} $	$\omega \tau_K / h_{11\bar{6}} \sqrt{(1 + \gamma_S^2)}$
$\dot{Y}_{11} = g_{11} + jb_{11}$	g_{11}	$(1 + \beta_0 \gamma_T \gamma_S) / \beta_0 h_{11\bar{6}} (1 + \gamma_S^2)$
	b_{11}	$(\beta_0 \gamma_T - \gamma_S) / \beta_0 h_{11\bar{6}} (1 + \gamma_S^2) = \omega C_{11}$
	$ \dot{Y}_{11} $	$\sqrt{(1 + \beta_0^2 \gamma_T^2)} / \beta_0 h_{11\bar{6}}^2 (1 + \gamma_S^2)$

Формулы для расчёта Y-параметров биполярного транзистора с ОБ

Y-параметры		Расчётные формулы
$\dot{Y}_{216} = g_{216} + jb_{216} =$ $= -\left(\dot{Y}_{21} + \dot{Y}_{22} \right)$	g_{216}	$-\beta_0 / (1 + \beta_0) h_{116} (1 + \gamma_S^2)$
	b_{216}	$\beta_0 \gamma_s / (1 + \beta_0) h_{116} (1 + \gamma_S^2)$
	$ \dot{Y}_{216} $	$\beta_0 / (1 + \beta_0) h_{116} \sqrt{(1 + \gamma_S^2)}$
$\dot{Y}_{126} = g_{126} + jb_{126} =$ $= -\left(\dot{Y}_{12} + \dot{Y}_{22} \right)$	g_{126}	$-\omega \tau_k (\gamma_T - \gamma_S) / h_{116} (1 + \gamma_S^2)$
	b_{126}	$-\omega \tau_k (1 + \gamma_T \gamma_S) / h_{116} (1 + \gamma_S^2) = -\omega C_{126}$
	$ \dot{Y}_{126} $	$\omega \tau_k \sqrt{(1 + \gamma_T^2 + \gamma_S^2)} / h_{116} (1 + \gamma_S^2)$
$\dot{Y}_{226} = g_{226} + jb_{226} =$ $= \dot{Y}_{22}$	g_{226}	$\omega \tau_k \gamma_S / h_{116} (1 + \gamma_S^2)$
	b_{226}	$\omega C_k + \omega \tau_k / h_{116} (1 + \gamma_S^2) = \omega C_{226}$
	$ \dot{Y}_{226} $	$\omega \tau_k / h_{116} \sqrt{(1 + \gamma_S^2)}$
$\dot{Y}_{116} = g_{116} + jb_{116} =$ $= \dot{Y}_{21} + \dot{Y}_{12} + \dot{Y}_{22} + \dot{Y}_{11}$	g_{116}	$(1 + \gamma_T \gamma_S) / h_{116} (1 + \gamma_S^2)$
	b_{116}	$(\gamma_T - \gamma_S) / h_{116} (1 + \gamma_S^2) = \omega C_{116}$
	$ \dot{Y}_{116} $	$\sqrt{(1 + \gamma_T^2 + \gamma_S^2)} / h_{116} (1 + \gamma_S^2)$

Обозначения в формулах табл. П.1 и табл. П.2 следующие:

$\beta_0 = h_{21Э0}$ – статический коэффициент усиления тока базы при короткозамкнутом выходе в схеме с ОЭ (если в справочной литературе параметр указывается в пределах $\beta_{01} \dots \beta_{02}$, то для расчётов используется среднегеометрическое значение

$$\beta_0 = \sqrt{\beta_{01}\beta_{02}});$$

$h_{11б} = r_э + r_б / (1 + \beta_0)$ – входное сопротивление при короткозамкнутом выходе в схеме с ОБ;

$r_э [Ом] = 26 / I_э [мА]$ – дифференциальное сопротивление эмиттера;

$I_э$ – постоянная составляющая тока эмиттера;

$r_б [Ом] \cong 2,5 \tau_к [нс] / C_к [пФ]$ – внутренне сопротивление базы;

$\tau_к$ – постоянная времени цепи внутренней обратной связи на высокой частоте;

$C_к$ – ёмкость коллекторного перехода;

$$\gamma_S = f / f_S; \gamma_T = f / f_T;$$

$f_S = f_T r_э / r_б$ – граничная частота по крутизне в схеме с ОЭ;

$$f_T = |h_{21Э}| \cdot f_{изм};$$

$f_{изм}$ – частота, на которой измерена величина $|h_{21Э}|$;

$C_{12}(C_{12б})$ – эквивалентная проходная ёмкость в схеме с ОЭ (в схеме с ОБ) при короткозамкнутом входе;

$C_{22} = C_{22б}$ – эквивалентная выходная ёмкость в схеме с ОЭ или в схеме с ОБ при короткозамкнутом входе;

$C_{11}(C_{11б})$ – эквивалентная входная ёмкость в схеме с ОЭ (в схеме с ОБ) при короткозамкнутом выходе.

Параметры транзисторов приводятся в справочной литературе для определенного тока эмиттера $I_{Э1}$ и определенного напряжения коллектора $U_{к1}$. При изменении режима ($I_{Э2}$, $U_{к2}$) необходимо пересчитать используемые для расчёта справочные величины по формулам:

$$C_{к}(U_{к2}) \cong C_{к}(U_{к1}) \sqrt{U_{к1}/U_{к2}};$$

$$f_{Т}(I_{Э2}) \cong f_{Т}(I_{Э1}) I_{Э2}/I_{Э1}.$$

В табл. П3 приведены параметры высокочастотных маломощных биполярных транзисторов [14-17].

П.2 Полевые транзисторы

Полевые транзисторы могут достаточно эффективно использоваться в резонансных усилителях на частотах

$$f \leq 0,6f_{сн},$$

где $f_{сн}$ – частота, на которой вещественная составляющая крутизна транзистора уменьшается на 3дБ. При этом Y-параметры транзистора, включенного по схеме с общим истоком (ОИ) могут быть рассчитаны на частотах $f \leq 600...700$ МГц по формулам табл. П4, которые получены при условии, что крутизна полевого транзистора на низкой частоте и сопротивление истоковой области (объёмное сопротивление истока плюс контактное сопротивление) связаны соотношением $S \cong 1/(3,5 R_{и}) = 0,285 y_{и}$. Такое соотношение оказывается достаточно точным для высокочастотных маломощных полевых транзисторов [18].

Таблица П.3

Справочные данные высокочастотных малошумящих биполярных транзисторов

Тип транзистора	Структура	$P_{к макс, мВт}$ ($t^{\circ}C$)	$f_{ар}, ГГц$	$I_{к0, мкА}$ ($U_{кб}, В$)	$h_{21Э0}$ ($U_{кэ}, В; I_{э},$ $мА$)	$C_k, пФ$ ($U_k, В$)	$T_k, пс$	$N, дБ (f, ГГц)$
1	2	3	4	5	6	7	8	9
КТ3101А-2	n-p-n	100(45)	$\geq 4,0$	$\leq 0,5(15)$	35...300 (1;5)	$\leq 1,5(5)$	≤ 10	$\leq 4,45(2,25)$
КТ3102Д			$\geq 0,150$	$\leq 0,015(30)$	200...500 (5;2)			
КТ3102Е	n-p-n	250	$\geq 0,300$	$\leq 0,015(20)$	400...1000 (5;2)	$\leq 6(5)$	≤ 100	$\leq 4(10^{-6})$
КТ3106А-2	n-p-n	30(50)	$\geq 1,0$	$\leq 0,5(15)$	≥ 40 (5;5)	$\leq 2(5)$	≤ 50	$\leq 2(0,12)$
КТ3107Е КТ3107Ж КТ3107Л	p-n-p	300	$\geq 0,2$	$\leq 0,1(20)$	120...220 180...460 (5;2) 380...800	$\leq 7(10)$	≤ 150	$\leq 4(10^{-6})$
КТ3114Б-6 КТ3114В-6	n-p-n	25(100)	$\geq 4,3$	$\leq 0,5(5)$	15...80 (3;1)	$\leq 0,44(3)$	≤ 8	≤ 2 (0,4) ≤ 3
КТ3115Г-2	n-p-n	50(85)	$\geq 5,8$	$\leq 0,5(7)$	$\geq 15(5;5)$	$\leq 0,6(5)$	$\leq 3,8$	$\leq 4(5,0)$
КТ3120А	n-p-n	100	$\geq 1,8$	$\leq 0,5(15)$	$\geq 40(1;5)$	$\leq 2(5)$	≤ 8	$\leq 2(0,4)$

Продолжение табл. П.3

1	2	3	4	5	6	7	8	9
КТ3123А-2 (КТ3123АМ) КТ3123Б-2 (КТ3123БМ) КТ3123В-2 (КТ3123ВМ)	p-n-p	150	≥5,0	≤0,01	40(10;10)	≤0,7	≤5	≤2,4 ≤3(1,0) ≤2,4
КТ3168А-9	n-p-n	180(55)	≥3,0	≤0,5(15)	60...180 (5;5)	≤1,5(5)	≤10	≤3(1,0)
КТ331А-1 КТ331Б-1	n-p-n	15	≥0,25 ≤0,25	≤0,2(15)	20...60 40...120 (5;1) 80...220 40...120	≤5(5)	≤120	≤4,5(0,1)
КТ368А КТ368АМ	n-p-n	225(65)	≥0,9	≤0,5(15)	50...300 (5;10)	≤1,7(5)	≤15	≤3,3(0,06)
КТ372А	n-p-n	50(100)	≥2,4	≤0,5(15)	≥10(5;10)	≤1(5)	≤12	≤3,5(1)
КТ382А КТ382Б	n-p-n	100(65)	≥1,8	≤0,5(15)	40...330 (1;5)	≤2(5)	≤15 ≤10	≤3 (0,4) ≤4,5
КТ391А-2	n-p-n	70(85)	≥5,0	≤0,5(10)	≥20(7;5)	≤0,7(5)	≤3,7	≤4,5(3,6)
КТ392А-2	p-n-p	120(65)	≥0,3	≤0,5(40)	40...180 (5;2;5)	≤2,5(5)	≤120	≤4,5(0,1)
КТ399А КТ399АМ	n-p-n	150(55)	≥1,8	≤0,5(15)	≥40(1;5)	≤1,7(5)	≤8	≤2(0,4)

Частоту $f_{СИ}$ можно найти, используя первую формулу табл. П.4:

$$f_{СИ} = 0,5S/C_{ЗИ} ,$$

где $C_{ЗИ}$ – ёмкость затвор-исток транзистора;

Обозначения в формулах табл. П4 следующие:

$C_{ЗС}$ – ёмкость затвор-сток;

$g_{СИ}$ – проводимость сток-исток;

$C_{СИ}$ – ёмкость сток-исток.

Таблица П.4

Формулы для расчёта Y-параметров полевого транзистора с ОИ

Y-параметры		Расчётные формулы
\dot{Y}_{21}		$S / \left[1 + (0,2\omega C_{ЗИ}/S)^2 \right]$
		$-\omega(C_{ЗС} + 0,2C_{ЗИ}) / \left[1 + (0,2\omega C_{ЗИ}/S)^2 \right]$
	$ \dot{Y}_{21} $	$\sqrt{S^2 + \omega^2(C_{ЗС} + 0,2C_{ЗИ})^2} / \left[1 + (0,2\omega C_{ЗИ}/S)^2 \right]$
$Y_{12} = jb_{12}$	b_{12}	$-\omega C_{ЗС}$
\dot{Y}_{22}	g_{22}	$g_{СИ}$
	b_{22}	$\omega(C_{ЗС} + C_{СИ}) / \left[1 + (0,2\omega C_{ЗИ}/S)^2 \right]$
	$ \dot{Y}_{22} $	$\sqrt{g_{СИ}^2 + \omega^2(C_{ЗС} + C_{СИ})^2} / \left[1 + (0,2\omega C_{ЗИ}/S)^2 \right]^2$
\dot{Y}_{11}	g_{11}	$(0,4\omega C_{ЗИ})^2 / S \left[1 + (0,2\omega C_{ЗИ}/S)^2 \right]$
	b_{11}	$\omega(C_{ЗС} + 0,7C_{ЗИ}) / \left[1 + (0,2\omega C_{ЗИ}/S)^2 \right]$
	\dot{Y}_{11}	$\frac{\sqrt{(0,4\omega C_{ЗИ}/\sqrt{S})^4 + \omega^2(C_{ЗС} + 0,7C_{ЗИ})^2}}{\left[1 + (0,2\omega C_{ЗИ}/S)^2 \right]}$

Величины $g_{си}$, $C_{си}$ приводятся в справочной литературе не для всех транзисторов. Для ориентировочной оценки выходной проводимости \dot{Y}_{22} можно использовать приближенные соотношения:

$$g_{си} \approx (10^{-4} \dots 2,5 \cdot 10^{-4}) C_{м};$$

$$C_{си} \approx (0,3 \dots 1) C_{зи}.$$

В табл. П.5 приведены параметры высокочастотных маломощных полевых транзисторов [14-17].

Таблица П.5

Справочные данные высокочастотных маломощных полевых транзисторов

Тип транзистора	Структура	$P_{сш}$, мВт	$U_{зл\ отс}$, В	$I_{с\ нач}$, мА	S, мС	$C_{зл}$, пФ	$C_{зс}$, пФ	$C_{сш}$, пФ	$g_{сш}$, мС	N, дБ (f, ГГц)
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
КП303Д КП303Е	р-п переход п-канал	200	≥ 8	≤ 9 ≤ 20	$\leq 2,6$ ≤ 4	≤ 6	≤ 2			$\leq 4(0,1)$
КП306А КП306Б КП306В	два изолированных затвора, п-канал	150	≥ 4 ≥ 4 ≥ 6		4...8	≤ 5	$\leq 0,07$			$\leq 6(0,2)$
КП307Г КП307Д	п-р переход п-канал	250	$-(1,5...6)$	8...24	6...12	≤ 5	$\leq 1,5$		$\leq 0,2$ ($U_{сш}=10\text{ В}$, $U_{зл}=0\text{ В}$)	$\leq 6(0,4)$
КП310А	изолированный затвор, п-канал	80		≤ 5	3...6	$\leq 2,5$	$\leq 0,5$			$\leq 6(1,0)$
КП312А КП312Б	р-п переход, п-канал	100	$-(2...8)$ $-(0,8...6)$	≤ 25	4...5,8 2...5	≤ 4	≤ 1			$\leq 4(0,4)$ $\leq 6(0,4)$
КП322А	два изолированных затвора, п-канал	200	$-(2,2...12)$	≤ 42	3,2...6 ,3	≤ 6	$\leq 0,2$			$\leq 6(0,25)$
КТ327А КП327Б	два изолированных затвора, п-канал	200	$\geq -2,7$	≤ 10	≥ 11	$\leq 2,5$				$\leq 4,5$ ≤ 3

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
КП341А	р-п переход, п-канал	150	≥-3		15...30	≤5	≤1	≤1,6		≤2,8(0,4) ≤1,8(0,2)
КП341Б					16...32					
КП346 А9	два изолирован- ных затвора,	200		2...20	≥12	≤2,6		≤1,3		≤3,5(0,8)
КП346 Б9	п-канал			≤20	≥10	≤3	0,035	≤1,5		≤4,5(0,1)
КП346 В9				2...20	≥12	≤2,6		≤1,3		≤1,9(0,1)
КП347А-2	два изолирован- ных затвора, п-канал, с 2 ^{МЯ} защищенными диодами	200	+3	≤5	≥10 (10 В, 10 МА)	≤3,5	0,04			≤2,5 (200МГц)
КП350А	два изолирован- ных затвора, п-канал	200		3,5	≥6	≤6	≤0,07	≤6	≤0,25 ($U_{cu}=10 В,$ $U_{32}=6 В,$ $I_c=10 МА$)	≤6(0,4) ≤6(0,1)
КП350Б					≥6 ≥7					≤8(0,4)
КП364Д	р-п переходом, п-каналом	200	≤8	3...9	≥2,6 (10 В)	≤6	≤2			≤4 (100МГц)
КП364Е		200	≤8	5...20	≥4 (10 В)	≤6	≤2			≤4 (100МГц)
КП382А	пМОП, с двумя затворами	200	2,7	≤20	≥10					3
КП601А	р-п переход, п-канал	500	-(4...9)	400	40...87		≤6			≤6(0,4)
КП601Б			-(6...12)							

Мелихов Сергей Всеволодович

ОЦЕНКА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ

Учебное пособие
для лекционных и практических занятий,
курсового проектирования,
самостоятельной работы
студентов радиотехнических специальностей