

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)



**МОБИЛЬНАЯ РАДИОСВЯЗЬ:
ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ
ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ,
ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ И СПЕКТРАЛЬНАЯ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ
РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ МАНИПУЛЯЦИИ,
СБАЛАНСИРОВАННЫЙ ДУПЛЕКС**

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

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

Томск - 2018

Мелихов С.В.

МОБИЛЬНАЯ РАДИОСВЯЗЬ: ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ, ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ И СПЕКТРАЛЬНАЯ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ МАНИПУЛЯЦИИ, СБАЛАНСИРОВАННЫЙ ДУПЛЕКС: Учебное пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2018. – 54 с.

Рассмотрены свойства простейших вибраторных антенн; особенности оценки чувствительности аналоговых и цифровых радиоприемников с настроенными и согласованными антеннами; пропускная способность канала связи и полоса обработки по Найквисту; эффективность использования полосы частот канала обработки; энергетическая эффективность различных видов манипуляции и характеристики вероятности ошибок на бит; полоса частот радиосигналов по первому лепестку при различных видах манипуляции и эффективность использования радиополосы; сбалансированная радиосвязь в нисходящем и восходящем каналах соты.

Получено уравнение сбалансированной дуплексной радиосвязи, связывающее параметры приемо-передающей аппаратуры базовой станции и мобильной станции. Предложена методика оценки радиуса зоны обслуживания базовой станции с использованием полученного уравнения сбалансированной дуплексной радиосвязи и эмпирических моделей Окамуры-Хата.

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

ОГЛАВЛЕНИЕ

1	КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ.....	4
1.1	Основные характеристики простейших вибраторных антенн.....	4
1.2	Определение мощности сигнала на входе приемника.....	8
1.3	Оценка чувствительности приемника при аналоговой связи.....	11
1.4	Качество приема при цифровой связи. Оценка чувствительности приемника при цифровой связи. Уравнение цифровой связи.....	18
1.5	Пропускная способность канала связи. Полоса обработки по Найквисту.....	20
1.6	Предел Шеннона. Эффективность использования полосы частот радиоканала.....	23
1.7	Энергетическая эффективность различных видов манипуляции и характеристики вероятности ошибок на бит при воздействии аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ).....	26
1.8	Полоса частот радиосигналов по первому лепестку при различных видах манипуляции. Эффективность использования радиополосы.....	29
1.9	Упрощенные структурные схемы приемо-передающей аппаратуры (ППА) базовой станции (БС) и мобильной станции (МС).....	34
1.10	Уравнение сбалансированной дуплексной радиосвязи.....	35
1.11	Максимально возможный радиус круговой зоны обслуживания БС на «квазигладкой местности».....	37
1.12	Оптимальная мощность передатчика БС при максимальном радиусе зоны обслуживания.....	39
1.13	Оптимальная мощность передатчика БС при ограниченном объеме трафика БС.....	45
2	ЗАДАЧИ.....	47
	СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	53

1 КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

1.1 Основные характеристики простейших вибраторных антенн

В трансиверах (transceiver – приемопередатчик, от слов transmitter – передатчик и receiver – приемник) подвижной связи в качестве передающих и приемных антенн широко используются согласованные вертикальные *симметричный вибратор* (СВ) и вертикальный *заземленный вибратор* (ЗВ), т.е. несимметричный, находящийся над проводящей поверхностью.

Рассмотрим основные характеристики идеальных вибраторных антенн [1,2].

Полное активное сопротивление антенны

$$R_A = R_\Sigma + R_{\text{пот}} , \quad (1)$$

где R_Σ – сопротивление излучения;

$R_{\text{пот}}$ – сопротивление потерь.

Зависимость сопротивления излучения R_Σ идеального (находящегося в неограниченном свободном пространстве и выполненного из очень тонких проводников) симметричного вибратора (СВ) от отношения его «электрической» длины l к длине волны λ приведены на рис. 1.

Коэффициент полезного действия (КПД) антенны

$$\chi = \frac{P_\Sigma}{P_A} = \frac{I^2 R_\Sigma}{I^2 R_A} = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_{\text{пот}}} , \quad (2)$$

где P_Σ – мощность излучения;

P_A – мощность, подводимая от передатчика к антенне;

I – ток, питающий антенну.

Для упрощения расчетов обычно считают, что у настроенных антенн $R_\Sigma \gg R_{\text{пот}}$ и их КПД $\chi \approx 1$.

Коэффициент направленного действия (КНД) антенны (D) показывает во сколько раз плотность потока мощности Π_m , излучаемой данной антенной в определенном направлении, превосходит плотность потока мощности Π_i , излучаемой изотропной (ненаправленной – *isotropic*) антенной, при условии, что мощности излучения

обеих антенн равны, а измерения плотности потоков мощности проводятся на одинаковом удалении от антенн:

$$D = \frac{\Pi_m}{\Pi_i}; \quad D [\text{дБи}] = D [\text{дБ}] = 10 \lg \left(\frac{\Pi_m}{\Pi_i} \right). \quad (3)$$

Иногда КНД какой-либо антенны выражают относительно КНД полуволнового симметричного вибратора-диполя (*dipole*), обозначая значение КНД $D[\text{дБd}]$. Поскольку вибратор-диполь относительно изотропного излучателя имеет КНД $D = 1,64$ или $D = 10 \lg(1,64) = 2,15[\text{дБи}]$, то

$$D[\text{дБd}] = D[\text{дБи}] - 2,15. \quad (4)$$

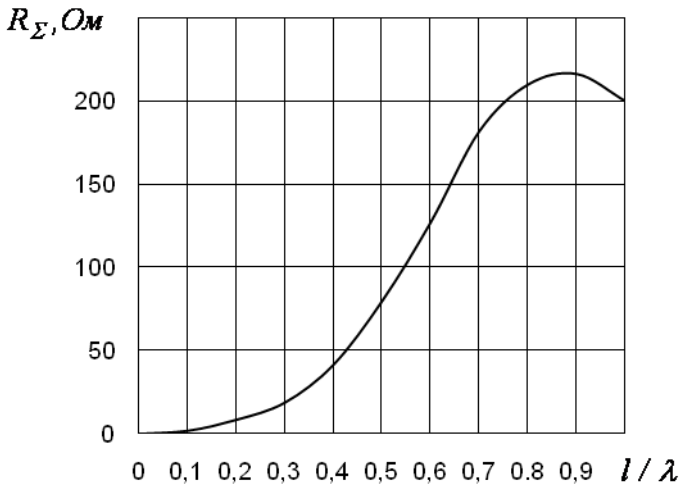


Рис. 1. Зависимость сопротивления излучения симметричного вибратора от его длины, отнесенной к длине волны

Коэффициент усиления антенны – это произведение КНД и коэффициента полезного действия (КПД):

$$G = D\chi; \quad G[\text{дБи}] = 10 \lg(D\chi). \quad (5)$$

В табл. 1 приведены значения коэффициентов усиления некоторых вибраторных антенн без потерь ($G = D$ при $\chi = 1$), работающих в качестве передающих.

**Коэффициенты усиления (G)
простейших вибраторных антенн в режиме передачи**

Параметр	Полуволновый симметричный вибратор (СВ)	Четвертьволновый заземленный вибратор (ЗВ)	Волновой симметричный вибратор
$G = D$ (при $\chi = 1$)	$G_{\text{п св}} = 1,64$	$G_{\text{п зв}} = 3,28$	$G_{\text{п всв}} = 2,4$

Заметим, что в режиме передачи коэффициент усиления идеального ЗВ ($G_{\text{п зв}} = 3,28$) в 2 раза больше, чем у идеального СВ ($G_{\text{п св}} = 1,64$). Это объясняется тем, что ЗВ излучает в одну верхнюю полусферу относительно земли.

Полное сопротивление СВ (при $R_{\Sigma} \gg R_{\text{пот}}$):

$$Z_{\text{А св}} = R_{\text{А св}} + jX_{\text{А св}} = \frac{R_{\Sigma}}{(R_{\Sigma} / \rho)^2 + \sin^2(kl/2)} - j \frac{(\rho/2) \sin(kl)}{(R_{\Sigma} / \rho)^2 + \sin^2(kl/2)}, \quad (6)$$

где $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число;

l – «электрическая» длина симметричного вибратора;

$$\rho [\text{Ом}] \approx \left(120 \ln \frac{\lambda}{\pi r_{\text{пр}}} - 70 \right) = \left(276 \lg \frac{\lambda}{\pi r_{\text{пр}}} - 70 \right) - \text{волновое сопротивление СВ (формула Кессениха);}$$

$r_{\text{пр}}$ – средний радиус провода вибратора.

Если $l \leq \lambda/2$, то для расчета сопротивления излучения СВ пользуются формулой:

$$R_{\Sigma \text{ св}} = 80 \pi^2 \left(\frac{h_{\text{д св}}}{\lambda} \right)^2 \approx 800 \left(\frac{h_{\text{д св}}}{\lambda} \right)^2, \quad (7)$$

где $h_{\text{д св}}$ – действующая высота (длина) СВ, равная отношению ЭДС сигнала E_c , наводимой в СВ, к напряженности электромагнитного поля сигнала в точке приема ϵ_c :

$$h_{\text{д св}} = \frac{E_c}{\epsilon_c}. \quad (8)$$

Для СВ при $l \leq \lambda / 2$

$$h_{\text{д св}} = \frac{\lambda}{\pi} \operatorname{tg} \left[\frac{\pi}{2} \cdot \frac{l}{\lambda} \right]. \quad (9)$$

Симметричный вибратор настроен на частоту принимаемого сигнала, если его электрическая длина $l = \lambda / 2$ (полуволновый СВ). В этом случае

$$h_{\text{д св}} = \frac{\lambda}{\pi} = \frac{2l}{\pi}. \quad (10)$$

За счет эффекта укорочения, зависящего от волнового сопротивления, геометрическая длина настроенного СВ $l_{\text{г}}$ меньше его электрической длины $l = \lambda / 2$:

$$l_{\text{г св}} = l \left(1 - \frac{42,5[\text{Ом}]}{\pi \rho} \right) = \frac{\lambda}{2} \left(1 - \frac{42,5[\text{Ом}]}{\pi \rho} \right). \quad (11)$$

Полное входное сопротивление $Z_{\text{В}}$ в 2 раза меньше, чем СВ соответствующей длины ($l_{\text{зв}} = l / 2$):

$$Z_{\text{Азв}} = Z_{\text{Асв}} / 2. \quad (12)$$

Приближенная формула для расчета сопротивления излучения $Z_{\text{В}}$ при его длине $l_{\text{зв}} \leq \lambda / 4$:

$$R_{\Sigma \text{зв}} \approx 1600 \left(\frac{h_{\text{дзв}}}{\lambda} \right)^2, \quad (13)$$

где действующая длина (высота) заземленного вибратора

$$h_{\text{дзв}} = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{tg} \left[\pi \cdot \frac{l_{\text{зв}}}{\lambda} \right]. \quad (14)$$

Заземленный вибратор настроен на частоту принимаемого сигнала, если его электрическая длина $l_{\text{зв}} = \lambda / 4$ (четвертьволновый ЗВ или четвертьволновый штырь). В этом случае

$$h_{\text{дзв}} = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{2l_{\text{зв}}}{\pi}. \quad (15)$$

Из-за эффекта укорочения геометрическая длина настроенного ЗВ меньше его электрической длины $l_{\text{зв}} = \lambda / 4$:

$$l_{\text{гзв}} = l_{\text{зв}} \left(1 - \frac{21,25[\text{Ом}]}{\pi \rho} \right) = \frac{\lambda}{4} \left(1 - \frac{21,25[\text{Ом}]}{\pi \rho} \right). \quad (16)$$

1.2 Определение мощности сигнала на входе приемника

Мощность радиосигнала на входе приемника (часто вместо термина «...мощность радиосигнала на входе приемника...» используют термин: «...мощность радиосигнала в антенне приемника...» [3]) при использовании настроенных и согласованных передающей и приемной антенн рассчитывают следующим образом [4]:

$$P_{\text{с вх}} [\text{Вт}] = \frac{P_{\text{п}} [\text{Вт}] G_{\text{п}} G_{\text{пр}}}{\eta_{\text{п ф}} L_p} = \frac{P_{\text{эк}} [\text{Вт}] G_{\text{пр}}}{L_p}, \quad (17)$$

где $P_{\text{п}}$ – мощность передатчика;

$G_{\text{п}}, G_{\text{пр}}$ – коэффициенты усиления по мощности передающей и приемной антенн соответственно;

$\eta_{\text{п ф}} = 1/k_{\text{п ф}}$ – потери мощности в фидере передатчика;

$k_{\text{п ф}}$ – коэффициент передачи по мощности фидера передатчика;

L_p – ослабление мощности радиоволны, зависящее от характера трассы распространения, дальности и радиочастоты;

$P_{\text{эк}}$ – эквивалентная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ) передатчика.

Формула (17) в логарифмических единицах записывается в виде:

$$\begin{aligned} P_{\text{с вх}} [\text{дБВт}] &= P_{\text{п}} [\text{дБВт}] + G_{\text{п}} [\text{дБ}] + G_{\text{пр}} [\text{дБ}] - \eta_{\text{п ф}} [\text{дБ}] - L_p [\text{дБ}] = \\ &= P_{\text{эк}} [\text{дБВт}] + G_{\text{пр}} [\text{дБ}] - L_p [\text{дБ}], \end{aligned} \quad (17,а)$$

где $P_{\text{п}} [\text{дБВт}] = 10 \lg (P_{\text{п}} [\text{Вт}] / 1 \text{Вт})$ – мощность передатчика, выраженная в децибелах относительно 1 Вт;

$G_{\text{п}} [\text{дБ}] = 10 \lg (G_{\text{п}})$, $G_{\text{пр}} [\text{дБ}] = 10 \lg (G_{\text{пр}})$ – коэффициенты усиления по мощности передающей и приемной антенн соответственно, выраженные в децибелах;

$$\eta_{\text{п ф}} [\text{дБ}] = 10 \lg (\eta_{\text{п ф}}) = 10 \lg (1/k_{\text{п ф}}) - \quad (18)$$

– потери мощности в фидере передающей антенны, выраженные в децибелах;

$L_p [\text{дБ}] = 10 \lg (L_p)$ – ослабление мощности радиоволны, выраженное в децибелах;

$P_{\text{эк}} [\text{дБВт}] = 10 \lg (P_{\text{эк}} / 1 \text{Вт})$ – ЭИИМ передатчика, выраженная в

децибелах относительно 1 Вт.

При настроенной и согласованной со входом приемника антенне ($R_A = R_{\text{вх пр}}$, где $R_{\text{вх пр}}$ – входное сопротивление приемника) мощность сигнала на входе приемника ($P_{\text{с вх}}$), ЭДС сигнала в антенне (E_c) и напряженность поля сигнала в точке приема (ϵ_c) связаны между собой следующим образом:

$$P_{\text{с вх}} = \left(\frac{E_c}{2}\right)^2 \frac{1}{R_{\text{вх пр}}} = \frac{E_c^2}{4R_{\text{вх пр}}} = \frac{E_c^2}{4R_A}; \quad E_c = \epsilon_c h_d. \quad (19)$$

Рассмотрим особенности определения мощности на входе приемника при использовании простейших вибраторных антенн.

Как уже отмечалось (см. данные табл. 1), в режиме передачи коэффициент усиления идеального СВ ($G_{\text{св}} = 1,64$) в 2 раза меньше, чем у идеального ЗВ ($G_{\text{зв}} = 3,28$).

Оценим эффективность настроенных СВ и ЗВ в режиме приема с использованием параметра «действующая высота» антенны. При этом будем считать, что коэффициент усиления СВ одинаков как для режима передачи, так и для режима приема $G_{\text{пр св}} = G_{\text{пр св}} = 1,64$.

Действующая высота согласованного СВ в 2 раза больше, чем согласованного ЗВ (см. формулы (10) и (15)), что характеризует большую эффективность СВ в режиме приема по сравнению с ЗВ.

При этом из (19) с учетом (10) и (15) следует, что мощность сигнала на входе приемника с согласованным СВ

$$P_{\text{с вх св}} = \frac{\epsilon_c^2 (\lambda / \pi)^2}{4R_{A \text{ св}}}, \quad (20)$$

а мощность сигнала на входе приемника с согласованным ЗВ

$$P_{\text{с вх зв}} = \frac{\epsilon_c^2 (\lambda / 2\pi)^2}{4R_{A \text{ зв}}}. \quad (21)$$

Поскольку $R_{A \text{ зв}} = R_{A \text{ св}} / 2$, то

$$\frac{P_{\text{с вх зв}}}{P_{\text{с вх св}}} = \frac{1}{2}. \quad (22)$$

Формула (22) показывает, что мощность сигнала на входе приемника с ЗВ в два раза меньше, чем мощность сигнала на входе приемника с СВ.

Следовательно, в режиме приема коэффициент усиления ЗВ в

2 раза меньше, чем коэффициент усиления СВ:

$$G_{\text{прзв}} = G_{\text{прсв}} / 2. \quad (23)$$

Исходя из этого расчет $P_{\text{свх}}$ по формуле (19) необходимо проводить при коэффициенте усиления ЗВ

$$G_{\text{прзв}} = 10 \lg(G_{\text{прсв}} / 2) = 10 \lg(1,64 / 2) = 10 \lg(0,82) = -0,86 \text{ дБ}. \quad (24)$$

Данный вывод подтверждает известная из теории вибраторных антенн формула, связывающая коэффициент направленного действия (D), действующую высоту ($h_{\text{д}}$) и сопротивление излучения (R_{Σ}) [1,2]:

$$D = [120 \pi^2 (h_{\text{д}} / \lambda)^2] / R_{\Sigma}. \quad (25)$$

Из (25) с учетом (10) и (15) для идеальных ЗВ и СВ:

$$\frac{D_{\text{прзв}}}{D_{\text{прсв}}} = \frac{G_{\text{прзв}}}{G_{\text{прсв}}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{R_{\Sigma \text{св}}}{R_{\Sigma \text{зв}}}. \quad (26)$$

С учетом того, что $R_{\Sigma \text{зв}} = R_{\Sigma \text{св}} / 2$, получаем:

$$D_{\text{прзв}} = G_{\text{прзв}} = \frac{D_{\text{прсв}}}{2} = \frac{G_{\text{прсв}}}{2} = \frac{1,64}{2} = 0,82. \quad (27)$$

Проведенные рассуждения показали, что $G_{\text{прзв}} \neq G_{\text{пзв}} = 3,28$ (см. данные табл. 1). Это, на первый взгляд, противоречит принципу взаимности. Однако необходимо принять во внимание, что для идеально согласованного ЗВ (находящегося над проводящей поверхностью) создаются разные условия при передаче и при приеме в отличие от равных условий при передаче и при приеме для идеально согласованного СВ (находящегося в неограниченном свободном пространстве и имеющего $G_{\text{прсв}} = G_{\text{псв}}$).

В самом деле, ЗВ излучает только в верхнюю полусферу относительно земли в отличие от СВ, излучающего в две полусферы. При этом $G_{\text{пзв}} = 2G_{\text{псв}}$. При приеме ЗВ преобразует напряженность поля в мощность сигнала с эффективностью в два раза меньшей, чем СВ, поскольку «в действии» находится только один провод ЗВ, расположенный над проводящей поверхностью (при этом $h_{\text{дзв}} = h_{\text{дсв}} / 2$). Кроме того, при согласовании сопротивление нагрузки ЗВ в два раза меньше, чем для СВ. Поэтому коэффициент усиления ЗВ в режиме приема $G_{\text{прзв}} = G_{\text{св}} / 2 = D_{\text{св}} / 2$, что и показывают формулы (23) и (27).

1.3 Оценка чувствительности приемника при аналоговой связи

Чувствительность приемника характеризует его возможность принимать слабые радиосигналы.

Реальная чувствительность приемника с настроенной и согласованной антенной при аналоговой связи – это минимально допустимая мощность радиосигнала на входе приемника ($P_{с\text{вх}0}$), при которой на выходе приемника (в оконечном устройстве – ОУ) обеспечивается требуемое отношение средней мощности сигнала S к средней мощности шума N , т.е. обеспечивается требуемое качество приема: $\gamma_{\text{вых}} = S / N = \text{SNR}$ (SNR – Signal to Noise Ratio) [5].

Реальная чувствительность приемника может быть выражена через минимально допустимое эффективное значение ЭДС радиосигнала в антенне ($E_{с0}$), либо через минимально допустимое эффективное значение напряженности электромагнитного поля радиосигнала в точке приема ($\epsilon_{с0}$). При *настроенной и согласованной со входом приемника антенне* в соответствии с (19):

$$P_{с\text{вх}0} = \left(\frac{E_{с0}}{2} \right)^2 \frac{1}{R_{\text{вх пр}}} = \frac{E_{с0}^2}{4R_{\text{вх пр}}} = \frac{E_{с0}^2}{4R_A}; \quad E_{с0} = \epsilon_{с0} h_d. \quad (28)$$

Как правило, приемники систем мобильной связи имеют настроенные и согласованные антенны [6,7]. Поэтому их чувствительность оценивают параметром $P_{с\text{вх}0}$, т.е. *мощностью радиосигнала на входе приемника (мощностью радиосигнала в антенне приемника)*.

Реальная чувствительность $P_{с\text{вх}0}$ зависит: от уровня собственных шумов приемника; от уровня внешних шумов (помех); от потерь в фидере приемника; от полосы пропускания приемника, от значения $\gamma_{\text{вых}}$. Заметим, что коэффициент усиления приемника должен быть достаточным для того, чтобы увеличить принятую мощность $P_{с\text{вх}0}$ до значения, при котором нормально работает ОУ приемника.

Получим формулу для оценки чувствительности приемника с настроенной и согласованной антенной при аналоговой связи [8]. При этом будем использовать обобщенную структурную схему приемного тракта, изображенную на рис. 2.

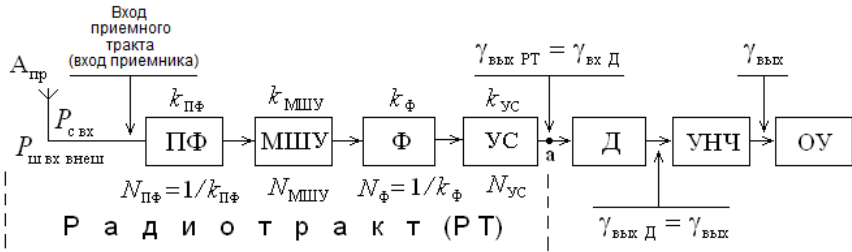


Рис. 2. Обобщенная структурная схема приемного тракта (приемника).

$A_{пр}$ – приемная антенна;

$МШУ$ – антенный малошумящий усилитель
с коэффициентом передачи по мощности (КПМ) $k_{МШУ}$

и коэффициентом шума (КШ) $N_{МШУ}$;

$ПФ$ – полосой фильтр (необходим для защиты $МШУ$ от внеполосных
мешающих радиосигналов) с КПМ $k_{ПФ}$ и КШ $N_{ПФ} = 1/k_{ПФ}$;

$Ф$ – фидер с КПМ $k_{Ф}$ и КШ $N_{Ф} = 1/k_{Ф}$;

$УС$ – усилитель-селектор с КПМ $k_{УС}$ и КШ $N_{УС}$

($УС$ выполняет функции основного усиления и селекции радиосигнала);

$Д$ – детектор; $УНЧ$ – усилитель низкой частоты; $ОУ$ – оконечное устройство

При выводе формулы удобно привести мощность полезного радиосигнала (S), а также все шумовые мощности (N) к выходу радиотракта (РТ) приемника (т.е. к точке «а», см. рис. 2), что позволит найти

$$\gamma_{\text{вых РТ}} = (S/N)_{\text{вых РТ}} = (SNR)_{\text{вых РТ}}. \quad (29)$$

Допустимое значение $\gamma_{\text{вых РТ}}$ зависит от требуемого качества приема $\gamma_{\text{вых}}$ и эта зависимость определяется свойствами прохождения сигнала и шума через детектор и $УНЧ$.

$УНЧ$ практически не ухудшает отношение сигнал/шум, поэтому можно считать, что $\gamma_{\text{вых Д}} \approx \gamma_{\text{вых}}$.

Отношение сигнал/шум на входе детектора, равное отношению сигнал/шум на выходе РТ ($\gamma_{\text{вх Д}} = \gamma_{\text{вых РТ}}$), можно найти для диодного амплитудного детектора (АД) и диодного частотного детектора (ЧД),

используя следующие формулы, определяющие изменение отношения сигнал/шум (по мощности) при детектировании [3]:

$$\gamma_{\text{вх АД}} \approx \frac{\gamma_{\text{вых АД}}}{m_{\text{ср}}^2}; \quad (30)$$

$$\gamma_{\text{вх ЧД}} \approx \frac{\gamma_{\text{вых ЧД}}}{3M_{\text{ЧМ}}^3}, \quad (31)$$

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

$M_{\text{ЧМ}} = (f_{\text{д макс}} / F_{\text{в}})$ – индекс частотной модуляции.

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

$$\gamma_{\text{вх ГД}} \approx \gamma_{\text{вых ГД}}. \quad (32)$$

Найдем мощность сигнала на выходе РТ (в точке «а», см. рис. 2), соответствующую реальной чувствительности $P_{\text{с вх 0}}$:

$$P_{\text{с вих РТ}} = k_{\text{ПФ}} k_{\text{МШУ}} k_{\Phi} k_{\text{УС}} P_{\text{с вх 0}}, \quad (33)$$

где $k_{\text{ПФ}}$, $k_{\text{МШУ}}$, k_{Φ} , $k_{\text{УС}}$ – коэффициентам передачи по мощности соответственно ПФ, МШУ, Ф, УС.

Для нахождения мощности «внутреннего» («собственного») шума на выходе РТ выразим его коэффициент шума ($N_{\text{РТ}}$) через параметры последовательно включенных и согласованных по входу и выходу ПФ, МШУ, Ф, УС (см. рис. 2) с использованием формулы Фрииса:

$$N_{\text{РТ}} = N_{\text{ПФ}} + \frac{(N_{\text{МШУ}} - 1)}{k_{\text{ПФ}}} + \frac{(N_{\Phi} - 1)}{k_{\text{ПФ}} k_{\text{МШУ}}} + \frac{(N_{\text{УС}} - 1)}{k_{\text{ПФ}} k_{\text{МШУ}} k_{\Phi}}, \quad (34)$$

где $N_{\text{ПФ}}$, $N_{\text{МШУ}}$, N_{Φ} , $N_{\text{УС}}$ – коэффициенты шума соответственно ПФ, МШУ, Ф, УС.

Учтем, что для пассивных устройств, каковыми являются полосовой фильтр и фидер, коэффициенты шума [3,5]:

$$N_{\text{ПФ}} = 1/k_{\text{ПФ}} = \eta_{\text{ПФ}}; \quad N_{\Phi} = 1/k_{\Phi} = \eta_{\Phi}, \quad (35)$$

где $\eta_{\text{ПФ}}$, η_{Φ} – потери соответственно ПФ и Ф.

С учетом (35) из (34) после несложных преобразований

$$N_{\text{PT}} = \eta_{\text{ПФ}} \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{\Phi} N_{\text{УС}} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right], \quad (36)$$

или в «децибелах»:

$$\widehat{N}_{\text{PT}} [\text{дБ}] = 10 \lg \left\{ \eta_{\text{ПФ}} \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{\Phi} N_{\text{УС}} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right] \right\}. \quad (37)$$

С использованием (36) мощность «внутреннего» («собственного») шума на выходе РТ при настроенной и согласованной антенне:

$$\begin{aligned} P_{\text{ш вых РТ внут}} &= k_{\text{ПФ}} k_{\text{МШУ}} k_{\Phi} k_{\text{УС}} P_{\text{ш0}} N_{\text{PT}} = \\ &= k_{\text{ПФ}} k_{\text{МШУ}} k_{\Phi} k_{\text{УС}} B_{\text{ш RF}} \{N_0 N_{\text{PT}}\} = \\ &= k_{\text{ПФ}} k_{\text{МШУ}} k_{\Phi} k_{\text{УС}} B_{\text{ш RF}} \left\{ N_0 \eta_{\text{ПФ}} \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{\Phi} N_{\text{УС}} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right] \right\}, \end{aligned} \quad (38)$$

$$\text{где } P_{\text{ш0}} [\text{Вт}] = k T_0 B_{\text{ш RF}} = N_0 B_{\text{ш RF}} - \quad (39)$$

– номинальная мощность теплового шума (мощность, поступающая от шумящего сопротивления $R_{\text{ш}}$ в согласованную нагрузку $R = R_{\text{ш}}$; величина $P_{\text{ш0}}$ не зависит от $R_{\text{ш}}$ [3]);

$k = 1,38 \cdot 10^{-23} [\text{Дж/К}]$ или $[\text{Вт}/(\text{Гц} \cdot \text{К})]$ – постоянная Больцмана;

$T_0 = 290 \text{ К}$ – комнатная температура (17°C);

$B_{\text{ш RF}} [\text{Гц}] \approx 1,1 B_{\text{RF}}$ – шумовая полоса приемника;

$B_{\text{RF}} [\text{Гц}]$ – полоса пропускания приемника для сигнала с радиочастотой (Radio Frequency);

$$N_0 = k T_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц} \text{ или } \widehat{N}_0 = 10 \lg (N_0) = -204 \text{ дБВт/Гц} - \quad (40)$$

– спектральная плотность мощности аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) в полосе 1 Гц.

Рассматривая произведение $\{N_0 N_{\text{PT}}\}$ в (38), можно сделать вывод о том, что коэффициент шума РТ N_{PT} 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

$$\gamma_{\text{вых РТ}} = \frac{P_{\text{с вых РТ}}}{P_{\text{ш вых РТ}}}, \quad (41)$$

то при $P_{\text{ш вых РТ}} = P_{\text{ш вых РТ внут}}$ с учетом (33), (38) и (39) реальная чувствительность приемника с настроенной и согласованной антенной с учетом «внутреннего» шума, выраженная в [Вт] или в [дБВт]:

$$P_{\text{с вх 0}} [\text{Вт}] = \gamma_{\text{вых РТ}} B_{\text{ш RF}} \{N_0 N_{\text{РТ}}\} = \\ = \gamma_{\text{вых РТ}} B_{\text{ш RF}} \left\{ N_0 \eta_{\text{ПФ}} \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{\Phi} N_{\text{УС}} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right] \right\}; \quad (42)$$

$$P_{\text{с вх 0}} [\text{дБВт}] = 10 \lg(\gamma_{\text{вых РТ}}) + 10 \lg(B_{\text{ш RF}}) + \\ + \left\{ 10 \lg(N_0) + 10 \lg(\eta_{\text{ПФ}}) + 10 \lg \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{\Phi} N_{\text{УС}} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right] \right\}. \quad (43)$$

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

$$N_{\text{экв}} = N_{\text{внеш}} N_{\text{РТ}}, \quad (44)$$

или в «децибелах»:

$$\widehat{N}_{\text{экв}} [\text{дБ}] = \widehat{N}_{\text{внеш}} [\text{дБ}] + \widehat{N}_{\text{РТ}} [\text{дБ}] = 10 \lg(N_{\text{внеш}}) + 10 \lg(N_{\text{РТ}}). \quad (45)$$

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]:

$$P_{\text{с вх 0}} [\text{Вт}] = \gamma_{\text{вых РТ}} B_{\text{ш RF}} \{N_0 N_{\text{экв}}\} = \\ = \gamma_{\text{вых РТ}} B_{\text{ш RF}} \left\{ N_0 N_{\text{внеш}} \eta_{\text{ПФ}} \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{\Phi} N_{\text{УС}} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right] \right\}; \quad (46)$$

$$P_{\text{с вх 0}} [\text{дБВт}] = 10 \lg(\gamma_{\text{вых РТ}}) + 10 \lg(B_{\text{ш RF}}) + \\ + \left\{ 10 \lg(N_0) + 10 \lg(N_{\text{внеш}}) + 10 \lg(\eta_{\text{ПФ}}) + 10 \lg \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{\Phi} N_{\text{УС}} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right] \right\}. \quad (47)$$

Если $ПФ$ и $МШУ$ в составе приемного тракта отсутствуют (что эквивалентно $\eta_{ПФ} = 1$, $k_{МШУ} = 1$, $N_{МШУ} = 1$), то

$$P_{с\text{вх } 0} [\text{Вт}] = \gamma_{\text{вых РТ}} B_{ш\text{ RF}} \{N_0 N_{\text{внеш}} \eta_{\Phi} N_{\text{УС}}\}. \quad (48)$$

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] относительно уровня $\hat{N}_0 = 10 \lg(kT_0) = -204$ дБВт/Гц (рис. 3) [9].

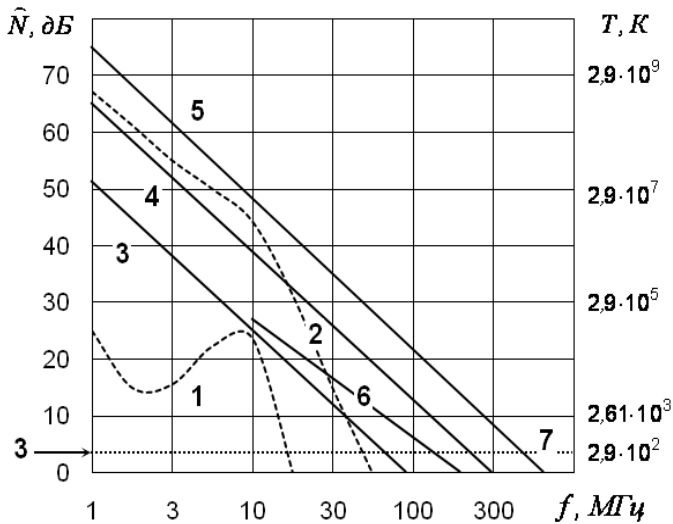


Рис. 3. Зависимости спектральной плотности мощности внешних шумов от различных источников, характеризующиеся коэффициентами внешнего шума \hat{N}_i

относительно уровня $\hat{N}_0 = 10 \lg(kT_0) = -204$ 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)

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) [4,5,8]. 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 :

$$N_i = (1 + T_i / T_0); \quad \hat{N}_i \text{ [дБ]} = 10 \lg (1 + T_i / T_0). \quad (49)$$

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

$$\begin{aligned} N_{\text{внеш}} &= (1 + \Sigma T_i / T_0) = (1 + T_{\text{атм}} / T_0 + T_{\text{пром}} / T_0 + T_{\text{гал}} / T_0 + T_{\text{зем}} / T_0) = \\ &= \{(1 + T_{\text{атм}} / T_0) + (1 + T_{\text{пром}} / T_0) + (1 + T_{\text{гал}} / T_0) + (1 + T_{\text{зем}} / T_0)\} - (s - 1) = \\ &= [10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{атм}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{пром}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{гал}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{зем}}}] - (s - 1), \quad (50) \end{aligned}$$

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

$T_{\text{атм}}$ – температура атмосферного шума;

$T_{\text{пром}}$ – температура промышленного шума;

$T_{\text{гал}}$ – температура галактического шума;

$T_{\text{зем}} = T_0 = 290 \text{ К}$ – температура теплового шума Земли;

$\hat{N}_{\text{атм}}$ [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 (50).

При радиосвязи на частотах $f \geq 500$ МГц уровни атмосферного шума, промышленного шума (даже в большом городе), галактического шума пренебрежимо малы ($\widehat{N}_{\text{атм}} = \widehat{N}_{\text{пром}} = \widehat{N}_{\text{гал}} = 0$ дБ) и необходимо учитывать только шум Земли ($\widehat{N}_{\text{зем}} = 3$ дБ, см. рис. 3), следовательно, с использованием (50):

$$\begin{aligned} N_{\text{внеш}} &= \left[10^{0,1 \cdot \widehat{N}_{\text{атм}}} + 10^{0,1 \cdot \widehat{N}_{\text{пром}}} + 10^{0,1 \cdot \widehat{N}_{\text{гал}}} + 10^{0,1 \cdot \widehat{N}_{\text{зем}}} \right] - (s-1) = \\ &= \left[10^{0,1 \cdot 0} + 10^{0,1 \cdot 0} + 10^{0,1 \cdot 0} + 10^{0,1 \cdot 3} \right] - (4-1) = \\ &= [1+1+1+2] - (4-1) = 2 = N_{\text{зем}}. \end{aligned} \quad (51)$$

При радиосвязи на частотах $f \geq 250$ МГц и нахождении приемника вдали от источников промышленных шумов (в сельской местности) также $\widehat{N}_{\text{атм}} = \widehat{N}_{\text{пром}} = \widehat{N}_{\text{гал}} = 0$ дБ (см. рис. 3) и $N_{\text{внеш}} = N_{\text{зем}} = 2$.

В случае космической радиосвязи на частотах $f < 200$ МГц для определения $\widehat{N}_{\text{гал}}$ необходимо пользоваться зависимостью «б», изображенной на рис. 3, а при $f \geq 200$ МГц полагать, что $T_{\text{гал}} \approx 50$ К и $N_{\text{внеш}} = N_{\text{гал}} \approx 1,172$ ($\widehat{N}_{\text{внеш}} = \widehat{N}_{\text{гал}} \approx 0,7$ дБ) [9].

1.4 Качество приема при цифровой связи.

Оценка чувствительности приемника при цифровой связи.

Уравнение цифровой связи

Для аналоговой связи критерием качества является отношение средней мощности сигнала S к средней мощности шума N : $\gamma = S / N = \text{SNR}$ (см. (29)).

При цифровой связи качество приема оценивают «вероятностью битовой ошибки» («частотой появления битовой ошибки»): BER – Bit Error Rate.

Для различных видов цифровой манипуляции параметр BER однозначно связан с отношением энергии сигнала на 1 бит (E_b) к спектральной плотности мощности аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) в полосе 1 Гц (N_0) [10,11]

$$E_b / N_0,$$

которое целесообразно назвать «косвенным качеством приема при цифровой связи».

АБГШ – это тепловой шум с постоянной спектральной плотностью в полосе частот (английская аббревиатура: AWGN – Additive White Gaussian Noise).

В свою очередь отношение E_b / N_0 однозначно связано с отношением средней мощности сигнала к средней мощности шума на выходе РТ приемника $\gamma_{\text{вых РТ}} = (S / N)_{\text{вых РТ}} = (SNR)_{\text{вых РТ}}$.

Поэтому чувствительность приемника при цифровой связи оценивается в зависимости от структуры приемника и от несущей частоты радиосигнала по одной из формул (46) или (48) после того, как определено необходимое значение $\gamma_{\text{вых РТ}}$ из требуемого значения параметра BER.

Если цифровой сигнал содержит двоичные цифровые данные с длительностью одного бита T_b [с], передаваемые по каналу связи с *полосой обработки (полосой обнаружения)* B со скоростью

$$R_b \text{ [бит/с]} = 1 / (T_b \text{ [с]}) = B \text{ [Гц]}, \quad (52)$$

то удельная энергия одного бита

$$E_b \text{ [Дж=Вт/Гц]} = S \text{ [Вт=Дж/с]} \cdot T_b \text{ [с]} = \frac{S}{R_b} \text{ [Вт} \cdot \text{с]} = \frac{S}{B} \left[\frac{\text{Вт}}{\text{Гц}} \right]. \quad (53)$$

Спектральная плотность мощности АБГШ в полосе 1 Гц выражается делением средней мощности теплового шума $P_{\text{ш0}} = k T_0 B_{\text{ш}}$ на шумовую полосу канала обработки $B_{\text{ш}}$:

$$N_0 = P_{\text{ш0}} / B_{\text{ш}} = k T_0 B_{\text{ш}} / B_{\text{ш}} = k T_0 \left[\frac{\text{Вт}}{\text{Гц}} \right]. \quad (54)$$

Из (53) и (54) следует, что отношение E_b / N_0 безразмерно и при $B_{\text{ш}} \approx B$ выражается следующим образом:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{k T_0 R_b} = \frac{S}{N} \left(\frac{B}{R_b} \right) = \frac{S}{N} (B T_b). \quad (55)$$

Уравнение (55) имеет большое практическое значение для цифровой связи, поскольку вероятность появления ошибочных битов для сигналов с любой манипуляцией есть убывающие (*водопадоподобные*) функции отношения (E_b / N_0) . В частности, при известном значении (E_b / N_0) , требуемом для получения желаемого уровня ошибок, по уравнению (55) можно находить компромисс между параметрами (S / N) и (B / R_b) . Целесообразно, поэтому, называть уравнение (55) «уравнением цифровой связи».

1.5 Пропускная способность канала связи. Полоса обработки по Найквисту

В цифровой связи широко применяются многоуровневые (M -арные) сигналы [10]. Взаимосвязь числа уровней (M) цифрового сигнала с числом битов n сигнальной посылки (символа) следующая:

$$M = 2^n; \quad n = \log_2 M. \quad (56)$$

В частности, если сигнальная посылка (символ) содержит 1 бит ($n=1$), то число уровней цифрового сигнала $M = 2^1 = 2$. Если символ содержит 2 бита, то $M = 2^2 = 4$ и т.д.

В «классической интерпретации» *пропускная способность канала связи без шумов при передаче символов без межсимвольной интерференции с двумя уровнями* (при $M=2$ понятия «бит» и «символ» эквивалентны) – это максимальная скорость передаваемого битового потока R_b [бит/с], которая определяется *полосой (пропускной способностью) канала обработки*:

$$R_b \text{ [бит/с]} = B \text{ [Гц]}.$$

При этом

$$B = \frac{1}{T_b}. \quad (57)$$

В «интерпретации Найквиста» *пропускная способность канала обработки* ограничена удвоенной «полосой Найквиста» B_N [10,11]:

$$R_b \text{ [бит/с]} = 2B_N \text{ [Гц]};$$

$$B_N = \frac{R_b}{2} = \frac{1}{2T_b}. \quad (58)$$

Если $n > 1$ (при этом $M = 4, 8, 16, 32, \dots$) скорость передачи символов R_s в n раз меньше скорости следования битов R_b :

$$R_s \text{ [символ/с]} = \frac{R_b \text{ [бит/с]}}{n}. \quad (59)$$

В этом случае формула Найквиста для пропускной способности канала принимает вид:

$$R_s \text{ [символ/с]} = 2B'_N \text{ [Гц]}. \quad (60)$$

Из (59) с учетом (56) и (60):

$$R_b = R_s n = R_s \log_2 M = (1/T_s) \log_2 M = 2B'_N \log_2 M, \quad (61)$$

$$\text{где } T_s [\text{с}] = 1/R_s - \quad (62)$$

– длительность символа.

Из (60) и (62) следует:

$$B'_N = \frac{R_s}{2} = \frac{1}{2T_s}. \quad (63)$$

В приведенных формулах под полосой Найквиста B_N (B'_N) понимается полоса идеального фильтра, который имеет АЧХ в виде прямоугольника (АЧХ «кирпичная стена», рис. 4,а) [10]. На практике такую характеристику получить невозможно. Поэтому в реальных условиях в канале связи наиболее часто используют сквозную АЧХ в виде *наклонно-симметричной функции «приподнятый косинус»* {RC} (Raised Cosine, см. рис. 4,а, гладкая кривая):

$$\{RC\} = K_U(F) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq F \leq \frac{(1-\alpha)}{2T}, \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi [2TF - 1 + \alpha]}{2\alpha} \right) \right] & \text{при } \frac{(1-\alpha)}{2T} < F < \frac{(1+\alpha)}{2T}, \\ 0 & \text{при } F > \frac{(1+\alpha)}{2T}. \end{cases} \quad (64)$$

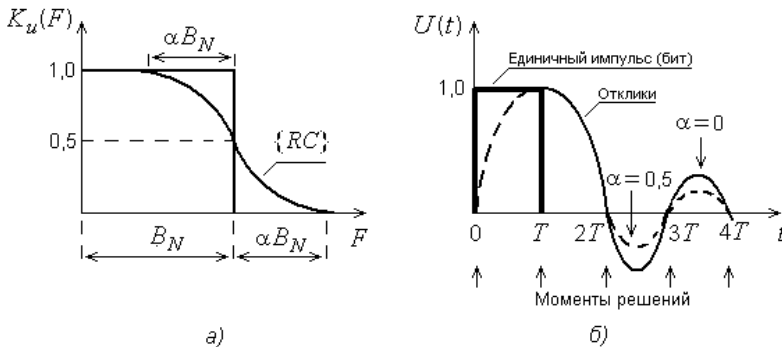


Рис. 4. Прямоугольная АЧХ фильтра Найквиста и АЧХ в виде «приподнятого косинуса» (а); формы импульсных откликов канала связи на единичный импульс (бит) при использовании фильтра Найквиста ($\alpha = 0$) и фильтра с АЧХ в виде «приподнятого косинуса» при $\alpha = 0,5$ (б)

Функция $\{RC\}$ характеризуется коэффициентом спада АЧХ α (Roll-off-Factor). Параметр α еще называют коэффициентом скругления (сглаживания) импульса, поскольку фронты прямоугольного импульса сглаживаются при его прохождении через фильтр с АЧХ вида «приподнятый косинус». Для получения сквозной АЧХ канала связи в виде $\{RC\}$ формируют АЧХ полосы обработки в передатчике в виде корня квадратного из «приподнятого косинуса» ($\sqrt{\{RC\}}$) и АЧХ полосы обработки в приемнике также в виде $\sqrt{\{RC\}}$. Коэффициент скругления α характеризует избыток полосы обработки αB_N относительно полосы Найквиста. При этом полоса обработки канала связи (см. рис. 4,а):

$$B = B_N + \alpha B_N = B_N(1 + \alpha) \quad (65)$$

– для двухуровневого цифрового сигнала;

$$B' = B'_N + \alpha B'_N = B'_N(1 + \alpha) \quad (66)$$

– для многоуровневого цифрового сигнала.

При $0 \leq \alpha \leq 1$ межсимвольная интерференция цифрового сигнала при прохождении им канала связи отсутствует, поскольку моменты решений соответствуют нулевым значениям «хвостов» импульсных откликов канала связи (рис. 4,б) [9].

Чем меньше величина α , тем меньше полоса обработки. Однако использование малой величины α требует разработки сложных цифровых фильтров. Кроме того, при малой величине α в решающем устройстве приемника отсчеты сигнала становятся в большей степени подвержены влиянию временного джиттера.

При $0,4 \leq \alpha \leq 0,6$ достигается максимальная помехоустойчивость канала связи [12].

С учетом (58) и (63) формулы (65) и (66) принимают вид:

$$B = \frac{R_b(1 + \alpha)}{2} = \frac{(1 + \alpha)}{2T_b} \quad (67)$$

– для двухуровневого цифрового сигнала;

$$B' = \frac{R_s(1 + \alpha)}{2} = \frac{(1 + \alpha)}{2T_s} \quad (68)$$

– для многоуровневого цифрового сигнала.

Из (55) с учетом (56), (57), (60), (61), (65), (66) следует, что для *двухуровневого цифрового сигнала*

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{B}{R_b} \right) = \frac{S}{N} \left(\frac{B_N (1 + \alpha)}{R_b} \right) = \frac{S}{N} \left(\frac{(1 + \alpha)}{2} \right), \quad (69)$$

а для *многоуровневого цифрового сигнала*

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{B'}{R_b} \right) = \frac{S}{N} \left(\frac{B'}{R_s n} \right) = \frac{S}{N} \left(\frac{B'_N (1 + \alpha)}{R_s \log_2 M} \right) = \frac{S}{N} \left(\frac{(1 + \alpha)}{2 \log_2 M} \right) = \frac{S}{N} \left(\frac{(1 + \alpha)}{2n} \right). \quad (70)$$

1.6 Предел Шеннона.

Эффективность использования полосы частот радиоканала

При наличии в канале АБГШ (гауссовский канал) *максимальная безошибочная пропускная способность канала связи* определяется формулой Шеннона [9]:

$$R_{b \text{ макс}} [\text{бит/с}] = B_{RF} \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) = B_{RF} \log_2 (1 + \text{SNR}). \quad (71)$$

То есть Шеннон доказал, что теоретически с использованием сложных сигнальных кодов информацию по каналу радиосвязи с полосой частот B_{RF} можно передать со скоростью $R_{b \text{ макс}}$ со сколь угодно малой вероятностью возникновения ошибки. Однако теорема Шеннона не дает способа нахождения сигнальных кодов.

Из формулы (71) следует, что скорость передачи данных можно повысить путем расширения полосы пропускания радиоканала B_{RF} и увеличения интенсивности сигнала S . Однако следует учитывать, что расширение полосы приводит к увеличению мощности шума, а увеличение интенсивности сигнала увеличивает вероятность возникновения интерференционных помех в системе передачи.

На практике достичь скорости передачи данных, определяемой формулой Шеннона, не удастся, поскольку при ее выводе учтен только АБГШ и не учтены импульсные помехи, амплитудные искажения (искажения, вызванные запаздыванием эхо-сигналов).

Существует теоретическое нижнее предельное значение $(E_b / N_0)_{\text{пред}}$, называемое *пределом Шеннона*, при котором ни при какой скорости передачи нельзя осуществить безошибочную передачу информации ($R_{b \text{ макс}} \rightarrow 0$). Для расчета предела Шеннона необходимо преобразовать (71) с использованием (55) к виду:

$$\frac{R_{b \text{ макс}}}{B_{RF}} = x \log_2 (1+x)^{1/x}, \text{ где } x = \frac{E_b}{N_0} \left(\frac{R_{b \text{ макс}}}{B_{RF}} \right),$$

и, используя соотношение

$$\lim (1+x)^{1/x} \Big|_{x \rightarrow 0} = e,$$

найти предельное значение

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{пред}} = \frac{1}{\log_2 e} = 0,693 = -1,6 \text{ дБ}. \quad (72)$$

Для нахождения *границы пропускной способности канала связи по Шеннону* необходимо привести (71) с учетом (55) к виду:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{B_{RF}}{R_{b \text{ макс}}} \left(2^{R_{b \text{ макс}}/B_{RF}} - 1 \right). \quad (73)$$

Зависимость, построенная по (73), изображена на рис. 5.

Отношение R_b / B_{RF} [(бит/с)/Гц], характеризующее ординату какой-либо точки правее границы пропускной способности канала связи, называют *эффективностью использования полосы радиоканала*. Очевидно, что чем больше величина R_b / B_{RF} , тем более эффективно при заданной скорости передачи данных R_b используется полоса канала связи B_{RF} .

Из (67) и (68) следует, что большая эффективность использования *полосы радиоканала* соответствует меньшему значению параметра скругления α . Заметим, что эффективность использования *полосы частот радиоканала* зависит не только от α , но и от вида манипуляции (см. подраздел 1.8).

Из (55) следует, что для определенных значений нормированного отношения качества $(E_b / N_0 = \text{const})$ и средней мощности шума $(N = \text{const})$, при увеличении отношения R_b / B_{RF} необходимо увеличивать среднюю мощность сигнала S .

Если значение $R_b / B_{RF} = 1$, соответствующее оси абсцисс рис. 5, условно принять за компромисс между полосой и мощностью, то область выше оси абсцисс можно назвать *областью эффективного использования полосы*, а область ниже оси абсцисс – *областью эффективного использования мощности*. Часто эти области называют соответственно «*область ограниченной полосы*» и «*область ограниченной мощности*» [10].

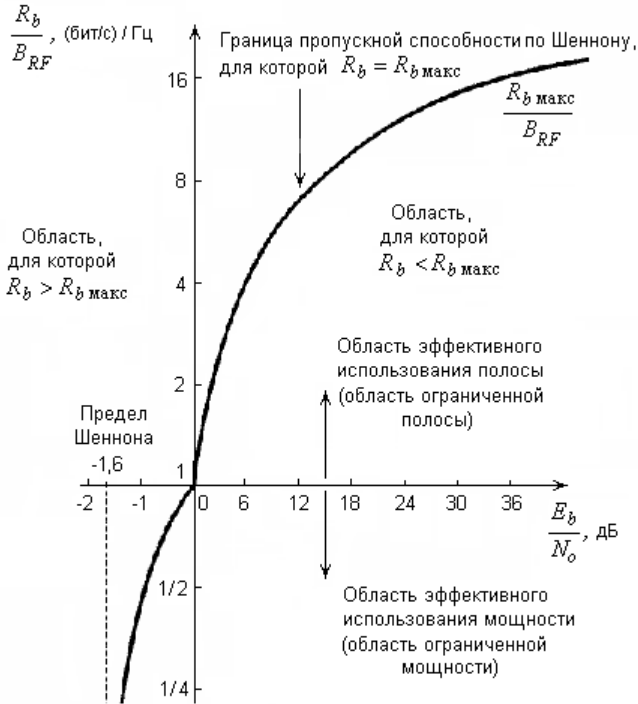


Рис. 5. Теоретическая взаимосвязь по Шеннону максимальной пропускной способности канала связи с отношениями (E_b / N_0) и $(R_{b \text{ макс}} / B_{RF})$.

Область с правой стороны от кривой имеет название:
плоскость «полоса-эффективность»

1.7 Энергетическая эффективность различных видов манипуляции и характеристики вероятности ошибок на бит при воздействии аддитивного белого гауссовского шума

Мерой энергетической эффективности (термин-синоним – *мерой производительности*), используемой для сравнения цифровых систем с различными видами манипуляции, является *вероятность появления битовой ошибки (BER)* в зависимости от *косвенного качества приема при цифровой связи* (E_b / N_0).

Чем выше вероятность битовой ошибки, тем ниже энергетическая эффективность системы связи, так как передаваемая мощность сигнала напрасно «тратится» на данные, которые искажаются в канале передачи [10,11].

На рис. 6-9 по данным [4, 10-17] приведены расчетные зависимости *BER* при передаче по каналу связи с гауссовским шумом *M*-арных радиосигналов:

- с *PSK* (*Phase Shift Keying* – фазовая манипуляция);
- с *FSK* (*Frequency Shift Keying* – частотная манипуляция);
- с *MSK* (*Minimum Shift Keying* – манипуляция с минимальным частотным сдвигом);
- с *GMSK* (*Gaussian Minimum Shift Keying* – гауссовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом);
- с *QAM* (*Quadrature Amplitude Modulation* – квадратурная амплитудная манипуляция).

M-арные радиосигналы обозначают следующим образом:

M-PSK, M-FSK, M-QAM.

Манипуляцию *2-PSK* еще называют *BPSK* (*Binary Phase Shift Keying* – двухуровневая фазовая манипуляция),

а *4-PSK* – *QPSK* (*Quadrature Phase Shift Keying* – квадратурная фазовая манипуляция).

QPSK имеет две разновидности:

OQPSK (или *SQPSK*) – квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом (*Offset, Staggered*);

$\pi / 4$ – *QPSK* – квадратурная фазовая манипуляция с фазовым сдвигом $\pi / 4$.

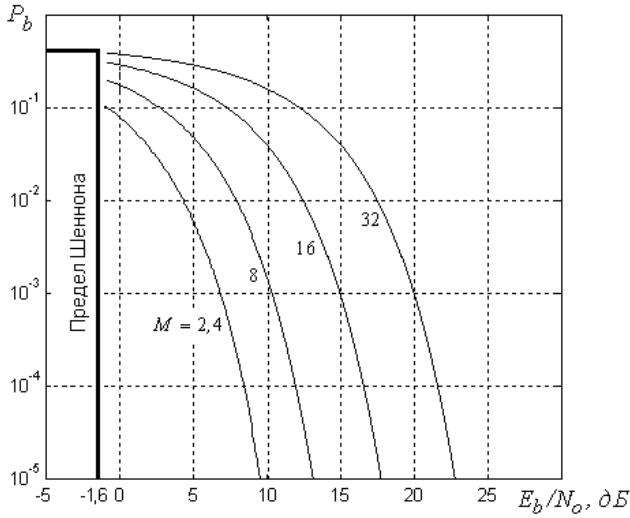


Рис. 6. Зависимость P_b от (E_b / N_0) для M -арных радиосигналов PSK при использовании когерентного обнаружения

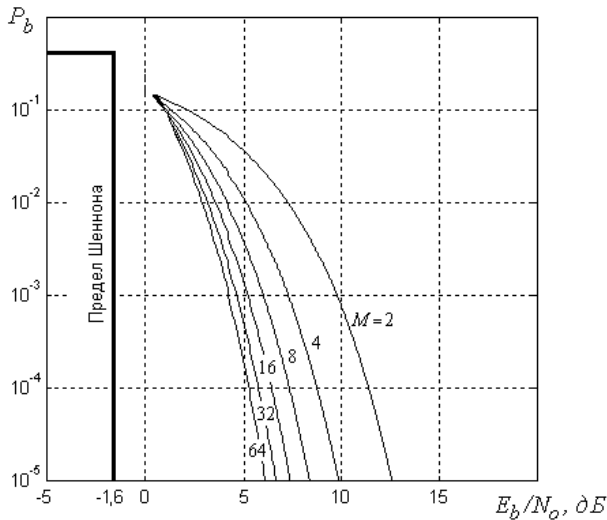


Рис. 7. Зависимость P_b от (E_b / N_0) для M -арных ортогональных радиосигналов FSK при использовании когерентного обнаружения

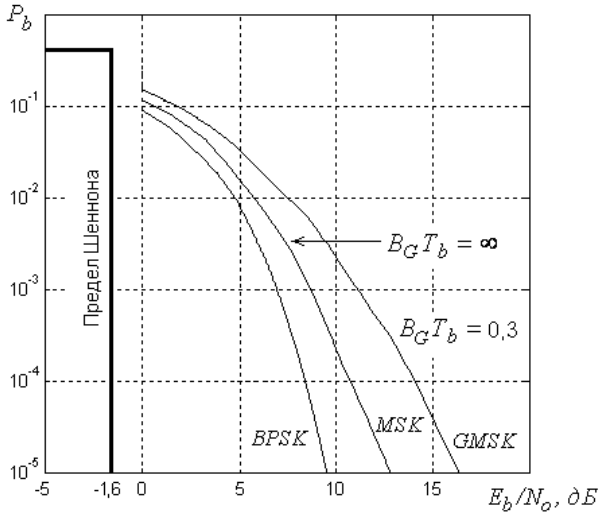


Рис. 8. Зависимость P_b от (E_b / N_0) радиосигналов $BPSK$, MSK , $GMSK$ при использовании когерентного обнаружения (при $B_c T_b = \infty$ $GMSK$ -радиосигнал эквивалентен MSK -радиосигналу)

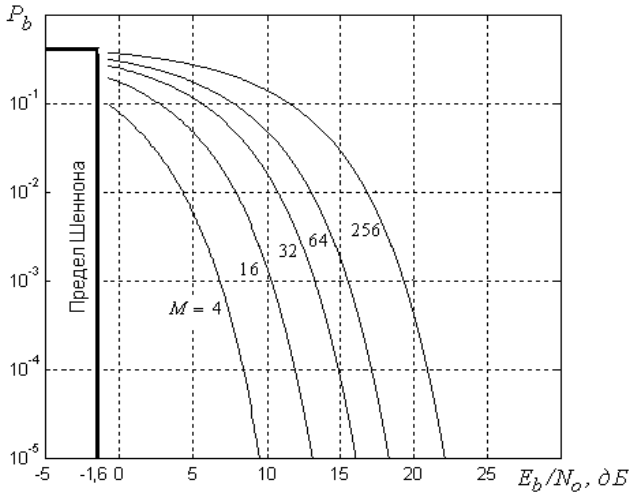


Рис. 9. Зависимость P_b от E_b / N_0 для M -арных радиосигналов QAM при использовании когерентного обнаружения

1.8 Полоса частот радиосигналов по первому лепестку при различных видах манипуляции. Эффективность использования радиополосы [18]

Полоса обработки канала связи, как следует из (58), (63), (65) и (66), определяется длительностью битовой (или символьной) посылки и параметром скругления α характеристики «приподнятого косинуса»:

$$B = \frac{(1 + \alpha)}{2T_b} \quad \text{или} \quad B' = \frac{(1 + \alpha)}{2T_s}.$$

Полоса частот цифрового радиочастотного сигнала (B_{RF} , RF – Radio Frequency – радиочастота) зависит от *полосы обработки канала связи* B (B').

Полоса частот ASK-радиосигнала (ASK – Amplitude Shift Keying – амплитудная манипуляция) и *BPSK-радиосигнала*, которые могут иметь только два уровня ($M = 2$):

$$B_{RF} = 2B = 2 \frac{(1 + \alpha)}{2T_b} = (1 + \alpha) R_b. \quad (74)$$

Эффективность использования полосы радиоканала при ASK или BPSK:

$$\frac{R_b}{B_{RF}} = \frac{1}{(1 + \alpha)}. \quad (75)$$

Полоса частот M-арных M-PSK-радиосигнала и M-QAM-радиосигнала:

$$B_{RF} = 2B' = 2 \frac{(1 + \alpha)}{2T_s} = (1 + \alpha) R_s = \frac{(1 + \alpha)}{T_b \log_2 M} = \frac{(1 + \alpha) R_b}{\log_2 M} = \frac{(1 + \alpha) R_b}{n}. \quad (76)$$

Эффективность использования полосы радиоканала при M-PSK или M-QAM:

$$\frac{R_b}{B_{RF}} = \frac{\log_2 M}{(1 + \alpha)} = \frac{n}{(1 + \alpha)}. \quad (77)$$

Заметим, что (76) и (77) при $M = 2$ соответствуют (74) и (75).

Полоса частот M-FSK-радиосигнала при использовании некогерентного обнаружения (в этом случае минимальная величина разнесения частот манипуляции $\Delta f_m = 1/T_s$):

$$\begin{aligned} B_{RF} &= (M-1)\Delta f_m + 2B' = (M-1)\frac{1}{T_s} + 2\frac{(1+\alpha)}{2T_s} = \\ &= \frac{(M+\alpha)}{T_s} = (M+\alpha)R_s = \frac{(M+\alpha)}{T_b \log_2 M} = \frac{(M+\alpha)R_b}{\log_2 M} = \frac{(M+\alpha)R_b}{n}. \end{aligned} \quad (78)$$

Эффективность использования полосы радиоканала при M-FSK и некогерентном обнаружении:

$$\frac{R_b}{B_{RF}} = \frac{\log_2 M}{(M+\alpha)} = \frac{n}{(M+\alpha)}. \quad (79)$$

Полоса частот M-FSK-радиосигнала при использовании когерентного обнаружения (в этом случае $\Delta f_m = 1/2T_s$):

$$\begin{aligned} B_{RF} &= (M-1)\Delta f_m + 2B' = (M-1)\frac{1}{2T_s} + 2\frac{(1+\alpha)}{2T_s} = \frac{(M+2\alpha+1)}{2T_s} = \\ &= \frac{(M+2\alpha+1)R_s}{2} = \frac{(M+2\alpha+1)}{2T_b \log_2 M} = \frac{(M+2\alpha+1)R_b}{2\log_2 M} = \frac{(M+2\alpha+1)R_b}{2n}. \end{aligned} \quad (80)$$

Эффективность использования полосы радиоканала при M-FSK и когерентном обнаружении:

$$\frac{R_b}{B_{RF}} = \frac{2\log_2 M}{(M+2\alpha+1)} = \frac{2n}{(M+2\alpha+1)}. \quad (81)$$

Полоса частот MSK-радиосигнала и GMSK-радиосигнала, имеющих индекс частотной манипуляции $M_{\text{ЧМ}} = f_d / F_m = f_d / B = 0,5$ (где f_d – девиация частоты; F_m – частота модуляции, равная верхней частоте полосы обработки $B' = (1+\alpha)/2T_s$):

$$\begin{aligned} B_{RF} &= 2B'(M_{\text{ЧМ}}+1) = \frac{2(1+\alpha)}{2T_s}(0,5+1) = \\ &= \frac{1,5(1+\alpha)}{T_s} = \frac{0,75}{T_b}(1+\alpha) = 0,75(1+\alpha)R_b. \end{aligned} \quad (82)$$

Эффективность использования полосы радиоканала при *MSK* или *GMSK* и когерентном обнаружении:

$$\frac{R_b}{B_{RF}} = \frac{1}{0,75(1+\alpha)}. \quad (83)$$

Заметим, что хотя радиосигналы *MSK* и *GMSK* являются четырехуровневыми ($M = 2^n = 2^2 = 4$), они имеют только два значения частоты:

$$f_n = f_0 - f_\phi = f_0 - F_b / 4 = f_0 - 1 / 4T_b; \quad (84)$$

$$f_e = f_0 + f_\phi = f_0 + F_b / 4 = f_0 + 1 / 4T_b, \quad (85)$$

где f_0 – средняя частота манипулированной несущей;

F_b – частота битовой последовательности.

При $\alpha = 1$ *MSK*-радиосигнал имеет ширину спектра по первому лепестку в 1,5 раза больше, чем *QPSK*-радиосигнал (рис. 10), однако 99% мощности *MSK*-радиосигнала содержится в полосе $1,2 / T_b$, а 99% мощности *QPSK*-радиосигнала содержится в полосе $8 / T_b$ (то есть внеполосная мощность при *MSK*-радиосигнале значительно ниже, чем при *QPSK*-радиосигнале) [3]. Уменьшение уровня внеполосной мощности при *MSK* по сравнению с *QPSK* достигается тем, что в квадратурном модуляторе передатчика прямоугольные модулирующие дибиты синфазного канала преобразуются в синусоидальные, а модулирующие дибиты квадратурного канала – в косинусоидальные.

GMSK-радиосигнал имеет несколько меньшую ширину спектра по первому лепестку, чем с *MSK*-радиосигнал при $\alpha = 1$ и значительно меньшую внеполосную мощность (рис. 11). Внеполосная мощность *GMSK*-радиосигнала тем меньше, чем меньше значение $B_G T_b$, где B_G – полоса пропускания (по уровню минус 3 дБ) гауссовского фильтра нижних частот, через который пропускается цифровая последовательность перед подачей на квадратурный модулятор, аналогичный *MSK*-модулятору. Однако уменьшение значения $B_G T_b$ приводит к возрастанию межсимвольной интерференции и, как следствие, к возрастанию вероятности цифровых ошибок (см. рис. 8) [3,13].

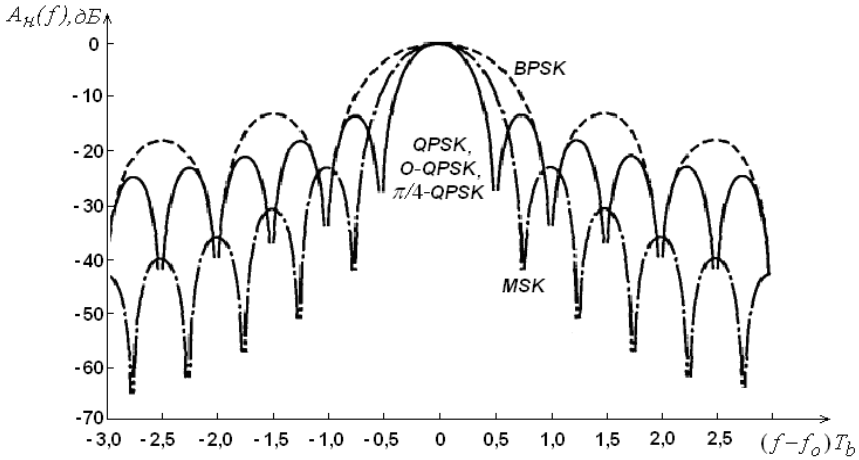


Рис. 10. Зависимости нормированной спектральной плотности мощности радиосигналов с различными видами манипуляции от нормированного сдвига частоты (при $\alpha = 1$ для BPSK, QPSK, O-QPSK, $\pi/4$ -QPSK)

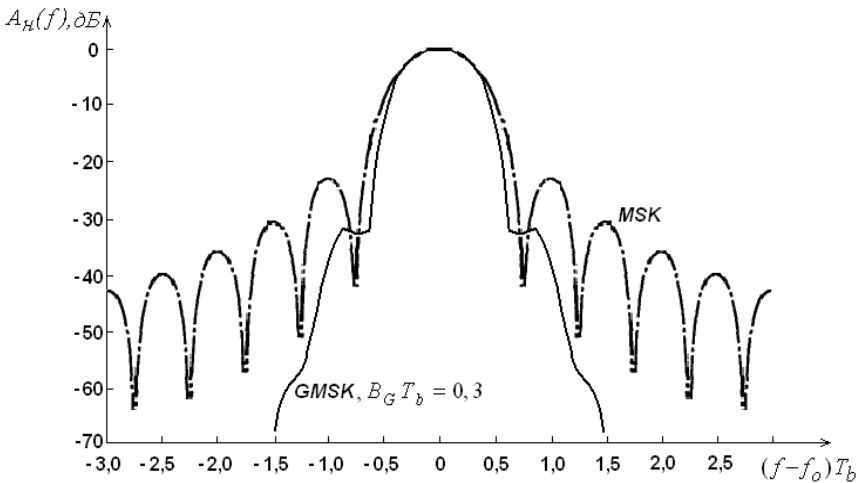


Рис. 11. Зависимости нормированной спектральной плотности мощности радиосигналов MSK (при $\alpha = 1$) и GMSK (при $B_G T_b = 0,3$)

В системе сотовой связи GSM (Groupe Special Mobile или Global System for Mobile Communications), в которой используется GMSK, $B_G T_b = 0,3$ (что эквивалентно $\alpha \approx 0,3$). При такой величине обеспечивается компромисс между внеполосной долей мощности радиосигнала при GMSK (уровень излучения для соседнего канала $\Delta f_{\text{ск}} = 200$ кГц не хуже минус 30 дБ) и сравнительно небольшим возрастанием битовой ошибки по сравнению с использованием MSK (см. рис. 8, где для MSK $B_G T_b = \infty$, что физически означает отсутствие гауссовского фильтра в канале модуляции). Поскольку в системе GSM $T_b \approx 3,69$ мкс, то полоса гауссовского фильтра $B_G = 81,3$ кГц.

На рис. 12 приведена зависимость нормированной спектральной плотности мощности радиосигнала M-QAM.

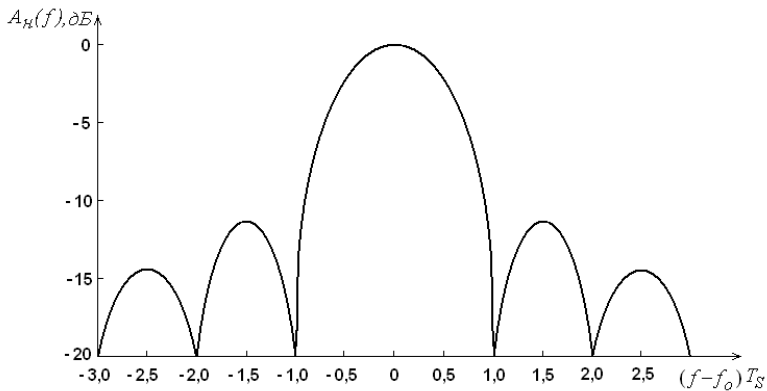


Рис. 12. Зависимость нормированной спектральной плотности мощности радиосигнала M-QAM

1.9 Упрощенные структурные схемы приемо-передающей аппаратуры (ППА) базовой станции (БС) и мобильной станции (МС)

Упрощенные структурные схемы ППА БС и МС изображены на рис. 13.

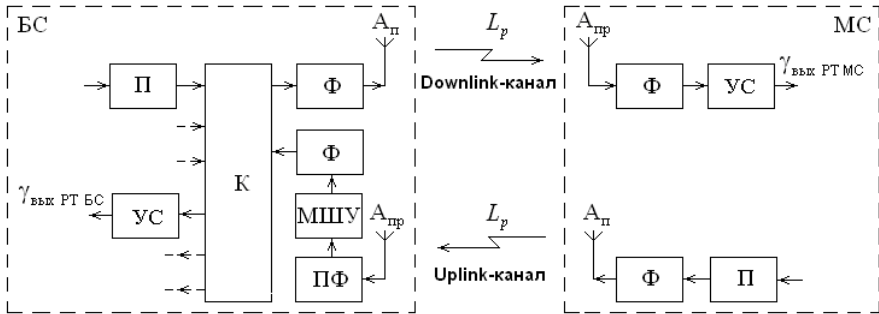


Рис. 13. Упрощенные структурные схемы ППА БС и МС.

П – передатчик; УС – усилитель-селектор; К – комбайнер;
 Ф – фидер; МШУ – малошумящий усилитель; ПФ – полосовой фильтр;
 $A_{п}$ – передающая антенна; $A_{пр}$ – приемная антенна

В составе ППА БС может входить «комбайнер» [19] – блок объединения-распределения радиосигналов, позволяющий нескольким передатчикам работать с одной передающей антенной и нескольким приемникам работать с одной приемной антенной (использование нескольких передатчиков позволяет повысить возможный трафик БС).

В состав приемного канала БС может входить антенный МШУ с ПФ на входе. ПФ необходим для защиты МШУ от внеполосных мешающих радиосигналов.

Структурная схема ППА МС, на которой изображены два фидера и две антенны, представлена в таком виде для вывода обобщенного уравнения сбалансированной дуплексной радиосвязи (подраздел 1.10). Как правило, в малогабаритных переносных МС нет необходимости в фидерах и используется одна приемопередающая антенна.

Канал радиосвязи от БС к МС называется *Downlink-каналом* («нисходящим» или «прямым»).

Канал радиосвязи от МС к БС называется *Uplink-каналом* («восходящим» или «обратным»).

Несущие частоты радиосвязи каналов Downlink и Uplink могут быть различными. При этом затухания радиоволн на трассе распространения каналов Downlink и Uplink несколько отличаются.

Однако относительное различие несущих частот каналов Downlink и Uplink сотовых систем, как правило, незначительно:

$$(f_{Downlink} - f_{Uplink}) / f_{Uplink} \approx 0,025...0,05. \quad (86)$$

Поэтому предполагают, что в силу принципа взаимности ослабление мощности радиоволн L_p одинаково для Downlink и Uplink каналов.

1.10 Уравнение сбалансированной дуплексной радиосвязи

Получим уравнение, связывающее параметры ППА БС и МС при *сбалансированной дуплексной радиосвязи в каналах Downlink и Uplink* [20].

Под термином «*сбалансированная дуплексная радиосвязь*» будем понимать одинаковое качество приема в Downlink и Uplink каналах ($\gamma_{\text{вых РТ МС}} = \gamma_{\text{вых РТ БС}}$, см. рис. 13) на максимальном удалении МС от БС (т.е. при нахождении МС на границе соты).

На основе (17) соответственно для каналов Downlink и Uplink справедливы следующие формулы, определяющие мощности радиосигналов на входах приемников МС и БС соответственно:

$$P_{\text{с вх МС}} = \frac{P_{\text{БС}} G_{\text{п БС}} G_{\text{пр МС}}}{\eta_{\text{п БС}} L_p} = \frac{P_{\text{эк БС}} G_{\text{пр МС}}}{L_p}; \quad (87)$$

$$P_{\text{с вх БС}} = \frac{P_{\text{МС}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}}}{\eta_{\text{п МС}} L_p} = \frac{P_{\text{эк МС}} G_{\text{пр БС}}}{L_p}, \quad (88)$$

где $P_{\text{БС}}, P_{\text{МС}}$ – мощности передатчиков БС и МС;

$G_{\text{п БС}}, G_{\text{п МС}}$ – коэффициенты усиления антенн БС и МС в режиме передачи;

$G_{\text{пр БС}}, G_{\text{пр МС}}$ – коэффициенты усиления антенн БС и МС в режиме приема;

$\eta_{\text{п БС}} = \eta_{\text{п К БС}} \eta_{\text{п Ф БС}} = (1/k_{\text{п К БС}})(1/k_{\text{п Ф БС}})$ – потери мощности радиосигнала в комбайнере ($\eta_{\text{п К БС}}$) и в фидере ($\eta_{\text{п Ф БС}}$) БС в режиме передачи;

$\eta_{\text{п МС}} = (1/k_{\text{п Ф МС}})$ – потери мощности радиосигнала в фидере МС в режиме передачи;

L_p – ослабление мощности радиоволны на трассе распространения;

$P_{\text{эк БС}}, P_{\text{эк МС}}$ – ЭИИМ БС и МС соответственно.

Для радиоприема с требуемым качеством (с требуемым значением $\gamma_{\text{вых РТ МС}}$) в Downlink-канале мощность сигнала БС на входе приемника МС ($P_{\text{с вх МС}}$) должна быть равна реальной чувствительности приемника МС ($P_{\text{с вх 0 МС}}$). Это условие с учетом (87) и (48) записывается в виде:

$$P_{\text{с вх МС}} = \frac{P_{\text{БС}} G_{\text{п БС}} G_{\text{пр МС}}}{\eta_{\text{п БС}} L_p} = P_{\text{с вх 0 МС}} = \gamma_{\text{вых РТ МС}} B_{\text{ш РТ МС}} N_0 N_{\text{внеш МС}} \eta_{\text{пр МС}} N_{\text{УС МС}}, \quad (89)$$

где $N_{\text{внеш МС}}$ – результирующий коэффициент внешнего шума для МС;

$\eta_{\text{пр МС}} = (1/k_{\text{пр Ф МС}})$ – потери мощности радиосигнала в фидере МС в режиме приема;

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

С учетом (88) и (47) аналогичное условие для Uplink-канала:

$$P_{\text{с вх БС}} = \frac{P_{\text{МС}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}}}{\eta_{\text{п МС}} L_p} = P_{\text{с вх 0 БС}} = \gamma_{\text{вых РТ БС}} B_{\text{ш РТ БС}} N_0 N_{\text{внеш БС}} \eta_{\text{п Ф}} \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{\text{пр БС}} N_{\text{УС БС}} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right], \quad (90)$$

где $N_{\text{внеш БС}}$ – результирующий коэффициент внешнего шума для БС;

$\eta_{\text{ПФ}} = (1/k_{\text{ПФ}})$ – потери мощности радиосигнала в ПФ антенного МШУ БС;

$\eta_{\text{пр БС}} = \eta_{\text{пр Ф БС}} \eta_{\text{пр К БС}}$ – потери мощности радиосигнала в фидере ($\eta_{\text{пр Ф БС}}$) и в комбайнере ($\eta_{\text{пр К БС}}$) БС в режиме приема;

$N_{\text{МШУ}}$ – коэффициент шума антенного МШУ БС;

$k_{\text{МШУ}}$ – коэффициент усиления антенного МШУ БС;

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

Поделив (89) на (90) и считая, что качество радиоприема в каналах Downlink и Uplink одинаково ($\gamma_{\text{вых РТ МС}} = \gamma_{\text{вых РТ БС}}$), одинаковы шумовые полосы приемников МС и БС ($B_{\text{ш RF МС}} = B_{\text{ш RF БС}}$), а также одинаковы коэффициенты внешнего шума ($N_{\text{внеш МС}} = N_{\text{внеш БС}}$), получим:

$$\frac{P_{\text{БС}} G_{\text{п БС}} G_{\text{пр МС}} \eta_{\text{п МС}}}{P_{\text{МС}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}} \eta_{\text{п БС}}} = \frac{\eta_{\text{пр МС}} N_{\text{УС МС}}}{\eta_{\text{ПФ}} \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{\text{пр БС}} N_{\text{УС БС}} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right]}. \quad (91)$$

Уравнение (91) связывает основные параметры ППА БС и МС при сбалансированной дуплексной радиосвязи для структуры, изображенной на рис. 13. Целесообразно, поэтому, называть уравнение (91) «уравнением сбалансированной дуплексной радиосвязи».

Заметим, что уравнение (91) может быть решено относительно любого параметра ППА БС и МС.

1.11 Максимально возможный радиус круговой зоны обслуживания БС на «квазигладкой местности»

Для определения радиуса круговой зоны обслуживания БС (r) удобно использовать эмпирические модели Окамуры-Хата для расчета средних потерь радиоволны на «квазигладкой местности» различного характера: «большой город»; «малый город»; «пригород»; «сельская местность»; «открытая местность» [21,22].

Например, для «квазигладкого пригорода» («квазигладкий пригород» – крупный населенный пункт с низкой плотностью застройки жилых домов и хозяйственных построек высотой 3-4 этажа) ослабление мощности радиоволны на трассе распространения по модели

Окамуры-Хата:

$$L_p [\text{дБ}] = \{63,35 - 13,82 \lg(h_{\text{БС}}) + 27,72 \lg(f) - 2 [\lg(f/28)]^2 - [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{\text{МС}}\} + \\ + \{44,9 - 6,55 \lg(h_{\text{БС}})\} \lg(r) = A + B \lg(r) \quad (92)$$

где $h_{\text{БС}} [\text{м}]$, $h_{\text{МС}} [\text{м}]$ – высоты антенн БС и МС;

$f [\text{МГц}]$ – несущая радиочастоты;

$$A = \{63,35 - 13,82 \lg(h_{\text{БС}}) + 27,72 \lg(f) - 2 [\lg(f/28)]^2 - [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{\text{МС}}\};$$

$$B = \{44,9 - 6,55 \lg(h_{\text{БС}})\}.$$

Если рассчитать допустимое ослабление радиоволны на трассе распространения $L_{p \text{ доп}}$ и принять в (92), что $L_p = L_{p \text{ доп}}$, то максимально возможный радиус зоны обслуживания БС можно выразить следующим образом:

$$r_{\text{макс}} [\text{км}] = 10^{(L_{p \text{ доп}} [\text{дБ}] - A) / B}. \quad (93)$$

Из (93) следует: чем больше допустимое ослабление мощности радиоволны на трассе распространения $L_{p \text{ доп}}$, тем больше максимально возможный радиус зоны обслуживания БС $r_{\text{макс}}$.

Значение $L_{p \text{ доп}}$ необходимо рассчитывать, принимая во внимание следующее.

Для минимизации вредного влияния высокочастотного излучения на организм человека максимальная мощность передатчика МС $P_{\text{МС макс}}$ жестко ограничивается.

Столь жесткие ограничения на мощность передатчика (передатчиков) БС не накладываются.

Следовательно, из-за ограниченной максимальной мощности передатчика МС ($P_{\text{МС макс}}$) допустимое ослабление мощности радиоволны ($L_{p \text{ доп}}$) необходимо рассчитывать, исходя из параметров Uplink-канала ($P_{\text{МС макс}}$, $G_{\text{п МС}}$, $G_{\text{пр БС}}$, $\eta_{\text{п МС}}$, $P_{\text{с вх 0 БС}}$).

Используя (88) и полагая, что $L_p = L_{p \text{ доп}}$, получим:

$$L_{p \text{ доп}} = \frac{P_{\text{МС макс}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}}}{\eta_{\text{п МС}} P_{\text{с вх 0 БС}}}. \quad (94)$$

Из (93) и (94) следует: чем лучше реальная чувствительность приемника БС (чем меньше значение $P_{с\text{ вх } 0 \text{ БС}}$), тем больше допустимое ослабление мощности радиоволны ($L_{p \text{ доп}}$) Uplink-канала при ограниченной максимальной мощности передатчика МС ($P_{МС \text{ макс}}$), и, следовательно, больше максимально возможный радиус зоны обслуживания БС ($r_{\text{макс}}$).

1.12 Оптимальная мощность передатчика БС при максимальном радиусе зоны обслуживания

Оптимальная мощность передатчика БС ($P_{\text{БС опт}}$) для обеспечения максимально возможного радиуса зоны обслуживания БС ($r_{\text{макс}}$), рассчитанного с использованием (93), может быть определена из уравнения сбалансированной дуплексной радиосвязи (91).

1.12.1. Оптимальная мощность передатчика БС при использовании в приемном тракте БС антенного МШУ. Если на БС используется антенный МШУ с ПФ и исходными параметрами ППА БС и МС при проектировании соты являются значения

$$G_{п \text{ БС}}, G_{пр \text{ БС}}, \eta_{п \text{ БС}}, \eta_{пр \text{ БС}}, \eta_{\text{ПФ}}, k_{\text{МШУ}}, N_{\text{МШУ}}, \\ G_{п \text{ МС}}, G_{пр \text{ МС}}, \eta_{п \text{ МС}}, \eta_{пр \text{ МС}}, P_{\text{МС макс}},$$

то из (91) можно определить оптимальную мощность передатчика БС ($P_{\text{БС опт}}$), необходимую для сбалансированной дуплексной радиосвязи на максимальном удалении МС от БС (т.е. на границе соты):

$$P_{\text{БС опт}} = \frac{P_{\text{МС макс}} G_{п \text{ МС}} G_{пр \text{ БС}} \eta_{п \text{ БС}} \eta_{пр \text{ МС}} N_{\text{УС МС}}}{G_{п \text{ БС}} G_{пр \text{ МС}} \eta_{п \text{ МС}} \eta_{\text{ПФ}} \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{пр \text{ БС}} N_{\text{УС БС}} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right]}. \quad (95)$$

Расчет оптимальной мощности передатчика БС по (95) позволяет утверждать следующее.

1) Если мощность передатчика БС $P_{\text{БС}}$ будет больше, чем $P_{\text{БС опт}}$ ($P_{\text{БС}} > P_{\text{БС опт}}$), то дальность радиосвязи Downlink-канала будет больше, чем дальность радиосвязи Uplink-канала.

2) Если мощность передатчика БС $P_{\text{БС}}$ будет меньше, чем $P_{\text{БС опт}}$ ($P_{\text{БС}} < P_{\text{БС опт}}$), то дальность радиосвязи Downlink-канала будет меньше, чем возможная дальность радиосвязи Uplink-канала.

Выражение (95) упрощается, если:

- если коэффициент усиления МШУ $k_{\text{МШУ}} \approx (40-100) \approx (16-20)$ дБ,

то слагаемым $(\eta_{\text{пр БС}} N_{\text{УС БС}} - 1) / k_{\text{МШУ}}$ в (95) можно пренебречь:

$$P_{\text{БС опт}} = \frac{P_{\text{МС макс}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}} \eta_{\text{п БС}} \eta_{\text{пр МС}} N_{\text{УС МС}}}{G_{\text{п БС}} G_{\text{пр МС}} \eta_{\text{п МС}} \eta_{\text{пФ}} N_{\text{МШУ}}}. \quad (96)$$

- если $G_{\text{п БС}} \approx G_{\text{пр БС}}$; $G_{\text{п МС}} \approx G_{\text{пр МС}}$, а $\eta_{\text{пр МС}} = \eta_{\text{п МС}} = 1$ (в малогабаритных переносных МС антенный фидер отсутствует), то из (96):

$$P_{\text{БС опт}} \approx P_{\text{МС макс}} \frac{\eta_{\text{п БС}} N_{\text{УС МС}}}{\eta_{\text{пФ}} N_{\text{МШУ}}}. \quad (97)$$

При принятых упрощениях из (97) следует, что, в случае использования на БС антенного МШУ, оптимальная мощность передатчика БС должна быть больше максимальной мощности передатчика МС приблизительно в $\left[(\eta_{\text{п БС}} N_{\text{УС МС}}) / (\eta_{\text{пФ}} N_{\text{МШУ}}) \right]$ раз.

1.12.2. Оптимальная мощность передатчика БС при отсутствии в приемном тракте БС антенного МШУ. Если на БС антенный МШУ с ПФ не используется, то оптимальная мощность передатчика БС выражается из (95) при $\eta_{\text{пФ}} = 1$, $k_{\text{МШУ}} = 1$, $N_{\text{МШУ}} = 1$:

$$P_{\text{БС опт}} = \frac{P_{\text{МС макс}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}} \eta_{\text{п БС}} \eta_{\text{пр МС}} N_{\text{УС МС}}}{G_{\text{п БС}} G_{\text{пр МС}} \eta_{\text{п МС}} \eta_{\text{пр БС}} N_{\text{УС БС}}}. \quad (98)$$

Если $G_{\text{п БС}} \approx G_{\text{пр БС}}$, $G_{\text{п МС}} \approx G_{\text{пр МС}}$, $\eta_{\text{п БС}} \approx \eta_{\text{пр БС}}$, $\eta_{\text{пр МС}} = \eta_{\text{п МС}} = 1$, $N_{\text{УС МС}} = N_{\text{УС БС}}$, то

$$P_{\text{БС опт}} \approx P_{\text{МС макс}} \frac{N_{\text{УС МС}}}{N_{\text{УС БС}}}. \quad (99)$$

При принятых упрощениях из (99) следует, что, в случае отсутствия на БС антенного МШУ, оптимальная мощность передатчика БС должна быть больше или меньше максимальной мощности передатчика МС приблизительно в $\left[N_{\text{УС МС}} / N_{\text{УС БС}} \right]$ раз.

Если в приемниках МС и БС используются УС с одинаковым коэффициентом шума ($N_{УС МС} = N_{УС БС}$), то

$$P_{БС \text{ опт}} \approx P_{МС \text{ макс}} \cdot \quad (100)$$

1.12.3 Необходимость использования в приемном тракте БС антенного МШУ. Как правило, потери мощности радиосигнала в комбайнере и фидере БС в режиме приема равны потерям мощности радиосигнала в комбайнере и фидере БС в режиме передачи:

$$\eta_{пр БС} = \eta_{п БС} = \eta_{БС} = \eta_{К БС} \eta_{Ф БС} \cdot \quad (101)$$

Потери $\eta_{БС}$ могут достигать существенного значения: $\eta_{БС} = 10 = 10 \text{ дБ}$ и более.

Существенные потери $\eta_{К БС} \approx (3-7) \text{ дБ} \approx (2-5)$ характерны для многоканальных комбайнеров [19], объединяющих радиосигналы с различными частотами от нескольких передатчиков БС.

Существенные потери $\eta_{Ф БС}$ в фидерах имеют место при большой высоте антенн БС (в этом случае длины фидеров могут достигать несколько десятков метров [23]) или при высокой радиочастоте (потери фидера увеличиваются с ростом радиочастоты). Например, для фидера RFA 1/2"-50 при его длине 100 м и радиочастоте 1000 МГц $\eta_{Ф БС} \approx 7,2 \text{ дБ} \approx 5,3$, а при радиочастоте 2000 МГц – $\eta_{Ф БС} \approx 10,7 \text{ дБ} \approx 11,8$ [24]. Большая высота подъема антенн БС характерна для соты с большим радиусом обслуживания (1 км и более).

Из (90), имеющей вид

$$P_{с \text{ вх } 0 \text{ БС}} = \gamma_{\text{вых РТ БС}} B_{ш \text{ RF БС}} N_0 N_{\text{внеш БС}} \eta_{ПФ} \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{пр БС} N_{УС БС} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right],$$

следует, что реальная чувствительность приемника БС ($P_{с \text{ вх } 0 \text{ БС}}$) тем лучше, чем меньше значение слагаемого $(\eta_{пр БС} N_{УС БС} - 1)/k_{\text{МШУ}}$, которое зависит от потерь фидера и комбайнера БС в режиме приема ($\eta_{пр БС} = \eta_{пр Ф БС} \eta_{пр К БС}$).

МШУ с ПФ, подключаемый непосредственно к приемной антенне БС (см. рис. 13), с коэффициентом усиления

$$k_{\text{МШУ}} \approx (16-20) \text{ дБ} \approx (40-100) \quad (102)$$

компенсирует потери фидера и комбайнера БС в режиме приема и для (101) справедливо неравенство:

$$N_{\text{МШУ}} \gg (\eta_{\text{пр БС}} N_{\text{УС БС}} - 1) / k_{\text{МШУ}} \cdot \quad (103)$$

При этом реальная чувствительность приемника БС:

$$P_{\text{с вх 0 БС}} = \gamma_{\text{вых РТ БС}} B_{\text{ш RF БС}} N_0 N_{\text{внеш БС}} \eta_{\text{ПФ}} N_{\text{МШУ}} \cdot \quad (104)$$

Если на БС антенный МШУ с ПФ отсутствует, то реальная чувствительность приемника БС (как следует из (101) при $\eta_{\text{ПФ}} = 1$, $k_{\text{МШУ}} = 1$, $N_{\text{МШУ}} = 1$):

$$P_{\text{с вх 0 БС}} = \gamma_{\text{вых РТ БС}} B_{\text{ш RF БС}} N_0 N_{\text{внеш БС}} \eta_{\text{пр БС}} N_{\text{УС БС}} \cdot \quad (105)$$

Из сравнения (104) и (105) следует, что при существенных потерях $\eta_{\text{пр БС}}$ ($\eta_{\text{пр БС}} > \eta_{\text{ПФ}} \approx 1 \text{ дБ}$ [25]) чувствительность приемника БС с МШУ лучше, чем чувствительность приемника БС без МШУ, т.е.

$$(P_{\text{с вх 0 БС}})_{\text{МШУ}} < (P_{\text{с вх 0 БС}})_{\text{Без МШУ}}, \quad (106)$$

поскольку при $N_{\text{УС БС}} \approx N_{\text{МШУ}}$

$$\eta_{\text{пр БС}} N_{\text{УС БС}} > \eta_{\text{ПФ}} N_{\text{МШУ}} \cdot \quad (107)$$

Таким образом:

необходимость использования антенного МШУ на БС возникает в случае существенных потерь мощности радиосигнала в комбайнере и (или) фидере БС в режиме приема;

использование антенного МШУ на БС приводит к улучшению чувствительности приемника БС (к уменьшению значения $P_{\text{с вх 0 БС}}$), и, следовательно, к увеличению дальности радиосвязи Uplink-канала при ограниченной максимальной мощности передатчика МС $P_{\text{МС макс}}$ (см. выражения (93, 94)); при этом оптимальная мощность передатчика БС $P_{\text{БС опт}}$ должна рассчитываться в зависимости от соответствующих условий по формулам (95-97).

1.12.4 Допустимый коэффициент шума антенного МШУ БС.

Если на БС используется антенный МШУ и при проектировании соты известны параметры

$$P_{\text{БС}}, G_{\text{п БС}}, G_{\text{пр БС}}, \eta_{\text{п БС}}, \eta_{\text{пр БС}}, \\ P_{\text{МС макс}}, G_{\text{п МС}}, G_{\text{пр МС}}, \eta_{\text{п МС}}, \eta_{\text{пр МС}}, N_{\text{УС МС}},$$

то из (91) с учетом (104) следует, что для обеспечения работоспособности Uplink-канала допустимый коэффициент шума антенного МШУ может быть рассчитан следующим образом:

$$N_{\text{МШУ доп}} = \frac{P_{\text{МС макс}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}} \eta_{\text{п БС}} \eta_{\text{пр МС}} N_{\text{УС МС}}}{P_{\text{БС}} G_{\text{п БС}} G_{\text{пр МС}} \eta_{\text{п МС}} \eta_{\text{пФ}}}. \quad (108)$$

Если $G_{\text{п БС}} \approx G_{\text{пр БС}}$; $G_{\text{п МС}} \approx G_{\text{пр МС}}$, $\eta_{\text{пр МС}} = \eta_{\text{п МС}}$, то из (109):

$$N_{\text{МШУ доп}} = \frac{P_{\text{МС макс}} \eta_{\text{п БС}} N_{\text{УС МС}}}{P_{\text{БС}} \eta_{\text{пФ}}}. \quad (109)$$

Вывод: радиосвязь в Uplink-канале возможна только в том случае, если значение $N_{\text{МШУ доп}}$, рассчитанное в зависимости от соответствующих условий по (108) или по (109), удовлетворяет условию:

$$N_{\text{МШУ доп}} \geq N_{\text{МШУ мин}}, \quad (110)$$

где $N_{\text{МШУ мин}}$ – минимально достижимое на практике значение коэффициента шума МШУ [26]

$$N_{\text{МШУ мин}} \approx 1 \text{ дБ} \approx 1,26. \quad (111)$$

1.12.5 Допустимый коэффициент шума УС БС. Если на БС не используется антенный МШУ и при проектировании соты известны параметры

$$P_{\text{БС}}, G_{\text{п БС}}, G_{\text{пр БС}}, \eta_{\text{п БС}}, \eta_{\text{пр БС}}, N_{\Sigma \text{БС}}, \\ P_{\text{МС макс}}, G_{\text{п МС}}, G_{\text{пр МС}} \cdot \eta_{\text{п МС}}, \eta_{\text{пр МС}}, N_{\Sigma \text{МС}},$$

то из (91) при $\eta_{\text{ПФ}} = 1$, $N_{\text{МШУ}} = 1$, $k_{\text{МШУ}} = 1$ следует, что для обеспечения работоспособности Uplink-канала допустимый коэффициент шума УС БС может быть рассчитан следующим образом:

$$N_{\text{УС БС доп}} = \frac{P_{\text{МС макс}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}} \eta_{\text{п БС}} \eta_{\text{пр МС}} N_{\text{УС МС}}}{P_{\text{БС}} G_{\text{п БС}} G_{\text{пр МС}} \eta_{\text{пр БС}} \eta_{\text{п МС}}}. \quad (112)$$

Если $G_{\text{п БС}} \approx G_{\text{пр БС}}$; $G_{\text{п МС}} \approx G_{\text{пр МС}}$, $\eta_{\text{п БС}} \approx \eta_{\text{пр БС}}$, $\eta_{\text{пр МС}} = \eta_{\text{п МС}}$, то из (112):

$$N_{\text{УС БС доп}} = \frac{P_{\text{МС макс}} N_{\text{УС МС}}}{P_{\text{БС}}}. \quad (113)$$

Вывод: радиосвязь в Uplink-канале возможна только в том случае, если значение $N_{\text{УС БС доп}}$, рассчитанное в зависимости от соответствующих условий по (112) или по (113), удовлетворяет условию:

$$N_{\text{УС БС доп}} \geq N_{\text{УС БС мин}}, \quad (114)$$

где $N_{\text{УС БС мин}}$ – минимально достижимое на практике значение коэффициента шума УС БС [27, 28]:

$$N_{\text{УС БС мин}} \approx 3 \text{ дБ} \approx 2. \quad (115)$$

1.13 Оптимальная мощность передатчика БС при ограниченном объеме трафика БС

Если трафик БС ограничен (A_c [Эрл]), то ограничено и количество абонентов в соте (m_c [абон]), которые с определенной вероятностью отказа в предоставлении связи могут быть обслужены БС:

$$m_c = A_c / A_1, \quad (116)$$

где A_1 [Эрл] = $\langle \lambda \rangle \cdot \langle T \rangle$ – средний трафик одного абонента;

$\langle \lambda \rangle$ [выз / ч] – средняя частота вызовов абонентов;

$\langle T \rangle$ [ч] – средняя продолжительность одного вызова.

При ограниченном количестве обслуживаемых абонентов можно рассчитать площадь круговой соты (S_c [км²]), если известна средняя плотность абонентов в соте (ρ [абон / км²]):

$$S_c = m_c / \rho. \quad (117)$$

Тогда радиус соты БС (r [км]):

$$r = \sqrt{S_c / \pi} = \sqrt{m_c / (\rho \pi)} = \sqrt{A_c / (\rho \pi A_1)}. \quad (118)$$

Исходя из значения r , определенного по (118), по формулам Окамуры-Хата можно найти ослабление мощности радиоволны на границе соты. Например, с использованием (92) для «квазигладкого пригорода»:

$$L_p, [\text{дБ}] = \{63,35 - 13,82 \lg(h_{\text{БС}}) + 27,72 \lg(f) - 2 [\lg(f/28)]^2 - [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{\text{МС}}\} + \{44,9 - 6,55 \lg(h_{\text{БС}})\} \lg(r) = A + B \lg(r) \quad (119)$$

Зная значение L_p , на основе (89) можно рассчитать оптимальную мощность передатчика БС для *Downlink*-канала с радиусом соты r :

$$P_{\text{БС опт}} = \frac{P_{\text{с вх 0 МС}} \eta_{\text{п БС}} L_p}{G_{\text{п БС}} G_{\text{пр МС}}}, \quad (120)$$

где $P_{\text{с вх 0 МС}}$ – реальная чувствительность приемника МС.

Рассчитав по (120) $P_{\text{БС опт}}$, необходимо проверить *работоспособность Uplink*-канала. В зависимости от структуры приемной части

БС это можно сделать, используя или (109) и (110), или (113) и (114).

Если на БС используется МШУ и при максимальной мощности передатчика МС ($P_{\text{МС макс}}$) условие (110) не выполняется, то это указывает на то, что *Uplink-канал* не работоспособен.

Uplink-канал также не работоспособен, если МШУ на БС не используется и при максимальной мощности передатчика МС ($P_{\text{МС макс}}$) не выполняется условие (114).

В этих случаях необходимо уменьшить радиус соты до значения, при котором *Uplink-канал* будет работоспособен. Оптимальная мощность передатчика БС при этом уменьшится.

2 ЗАДАЧИ

2.1 Рассчитать необходимую реальную чувствительность приемника мобильной станции (МС) Си-Би диапазона (*CB – Citizens Band*, 27 МГц), установленной на автомобиле и имеющей вертикальную четвертьволновую антенну, для двух режимов работы в малом городе: 1) режим приема АМ-сигнала; 2) режим приема ЧМ-сигнала. Потери в фидере, соединяющим антенну и вход приемника 1 дБ. Коэффициент шума усилителя-селектора приемника $N_{yc} = 5$ дБ. Средняя величина индекса модуляции АМ-сигнала $m_{cp} = 0,3$. Максимальная девиация частоты ЧМ-сигнала $f_{d\max} = 3,4$ кГц. Для обоих режимов: верхняя частота модуляции $F_b = 3,4$ кГц, необходимое отношение сигнал / шум на выходе приемника (в громкоговорителе) $\gamma_{\text{вых}} = 14$ дБ.

Ответить на вопрос: какие факторы ограничивают чувствительность приемника?

Ответы:

$$\left(P_{c\text{ вх } 0\text{ МС}}\right)_{\text{АМ}} \approx -112,3 \text{ дБВт}; \left(P_{c\text{ вх } 0\text{ МС}}\right)_{\text{ЧМ}} \approx -127,6 \text{ дБВт}.$$

2.2 Рассчитать необходимую мощность Си-Би передатчика (*CB – Citizens Band*, 27 МГц), работающего на частоте 27 МГц с частотной модуляцией, если: приемник мобильной станции (МС) установлен на автомобиле и имеет вертикальную четвертьволновую антенну; реальная чувствительность приемника $P_{c\text{ вх } 0\text{ МС}} = -132,2$ дБВт; коэффициент усиления передающей антенны базовой станции (БС) $G_{п\text{ БС}} = 2$ дБ; потери в фидере передающей антенны 1,5 дБ; дальность связи должна быть не менее 20 км; ослабление мощности радиосигнала на расстоянии 20 км $L_p = 132$ дБ.

Ответ:

$$P_{\text{БС}} \approx 1,04 \text{ Вт}.$$

2.3 Рассчитать реальную чувствительность приемника мобильной станции (МС) системы *NMT-450* (*Nordic Mobile Telephony*) для сельской местности, работающего в частотном диапазоне (463-467,5) МГц и принимающего радиосигнал с частотной модуляцией (ЧМ), если: требуемое отношение сигнал/шум в оконечном устройстве приемника $\gamma_{\text{вых}} = 16 \text{ дБ}$; максимальная девиация частоты несущей $f_{\text{д макс}} = 5 \text{ кГц}$; полоса частот звукового сигнала (0,3-3,4) кГц; максимальная частота тонального контрольного сигнала БС $F_{\text{контр}} = 4,045 \text{ кГц}$; коэффициент шума усилителя-селектора приемника $N_{\text{УС}} = 6 \text{ дБ}$; шаг сетки несущих частот 20 кГц.

Ответить на вопрос: какие факторы ограничивают чувствительность приемника?

Ответ:

$$P_{\text{с вх 0 МС}} \approx -146,5 \text{ дБВт} .$$

2.4 Рассчитать реальную чувствительность приемника мобильной станции (МС) системы *D-AMPS* (*Digital Advanced Mobile Phone Service*), работающего в частотном диапазоне (824-849) МГц и принимающего $\pi/4 - QPSK$ -радиосигнал, если: коэффициент шума усилителя-селектора приемника $N_{yc} = 6$ дБ; коэффициент скругления функции «приподнятый косинус» в канале обработки $\alpha = 0,35$, длительность бита $T_b = 20,58$ мкс, вероятность битовой ошибки $P_b \leq 0,01\%$.

Ответить на вопрос: какие факторы ограничивают чувствительность приемника?

Ответ:

$$P_{с\ вх\ 0\ МС} \approx -139,7 \text{ дБВт}.$$

2.5 Рассчитать реальную чувствительность приемника мобильной станции (МС) системы *GSM* (*Global System for Mobile*), работающего в частотном диапазоне (935-960) МГц и принимающего *GMSK*-радиосигнал (*Gaussian Minimum Shift Keying*), если: коэффициент шума усилителя-селектора приемника $N_{yc} = 6$ дБ; произведение полосы гауссовского фильтра на длительность бита $B_G T_b = 0,3$; длительность бита $T_b = 3,69$ мкс, вероятность битовой ошибки $P_b \leq 0,01\%$.

Ответить на вопрос: какие факторы ограничивают чувствительность приемника?

Ответ:

$$P_{с\ вх\ 0\ МС} \approx -124,5 \text{ дБВт}.$$

2.6 Рассчитать допустимое ослабление мощности радиоволны на трассе распространения, радиус зоны обслуживания базовой станции (БС) для «квазигладкого пригорода», реальную чувствительность приемника мобильной станции (МС), реальную чувствительность приемника базовой станции (БС), оптимальную мощность передатчика БС системы *GSM (Global System for Mobile)*, работающей в частотном диапазоне (890-960) МГц если:

- высота антенны БС $h_{\text{БС}} = 30\text{ м}$;

- потери мощности радиосигнала в комбайнере БС в режимах передачи и приема $\eta_{\text{пкБС}} = \eta_{\text{пркБС}} = 6\text{ дБ}$;

- потери мощности радиосигнала в фидере БС в режимах передачи и приема $\eta_{\text{пфБС}} = \eta_{\text{прфБС}} = 1\text{ дБ}$;

- коэффициент шума усилителя-селектора (УС) приемника БС $N_{\text{УСБС}} = 3\text{ дБ}$;

- фидер в МС отсутствует;

- коэффициент шума УС приемника МС $N_{\text{УСМС}} = 4\text{ дБ}$;

- высота антенны МС $h_{\text{МС}} = 1,5\text{ м}$;

- максимальная мощность передатчика МС $P_{\text{МС макс}} = 0\text{ дБВт}$;

- необходимое отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума на выходе радиотрактов приемников МС и БС $\gamma_{\text{вых РТ МС}} = \gamma_{\text{вых РТ БС}} = 13\text{ дБ}$;

- полоса пропускания приемников МС и БС $B_{\text{RF}} = 200\text{ кГц}$;

- коэффициенты усиления антенн БС и МС для режимов передачи и приема одинаковы: $G_{\text{пБС}} = G_{\text{прБС}} = 6\text{ дБ}$; $G_{\text{пМС}} = G_{\text{прМС}} = 0\text{ дБ}$.

Ответить на вопрос: почему реальная чувствительность приемника БС хуже, чем реальная чувствительность приемника МС?

Ответы:

$$P_{\text{с вх 0 МС}} \approx -133,6\text{ дБВт} ; P_{\text{с вх 0 БС}} \approx -127,5\text{ дБВт} ; P_{\text{БС опт}} \approx 1\text{ дБВт} ;$$

$$L_{\text{р доп}} \approx 133,6\text{ дБ} ; r \approx 3,06\text{ км} .$$

2.7 Рассчитать допустимое ослабление мощности радиоволны на трассе распространения, радиус зоны обслуживания базовой станции (БС) для «квазигладкого пригорода», реальную чувствительность приемника мобильной станции (МС), реальную чувствительность приемника базовой станции (БС), оптимальную мощность передатчика БС системы *GSM (Global System for Mobile)*, работающей в частотном диапазоне (890-960) МГц если:

- высота антенны БС $h_{\text{БС}} = 30 \text{ м}$;
- потери мощности радиосигнала в комбайнере БС в режимах передачи и приема $\eta_{\text{пкБС}} = \eta_{\text{пркБС}} = 6 \text{ дБ}$;
- потери мощности радиосигнала в фидере БС в режимах передачи и приема $\eta_{\text{пфБС}} = \eta_{\text{прфБС}} = 1 \text{ дБ}$;
- потери мощности радиосигнала в полосовом фильтре (ПФ) антенного маломощного усилителя (МШУ) БС $\eta_{\text{ПФ}} = 1 \text{ дБ}$;
- $N_{\text{МШУ}}$ – коэффициент шума антенного МШУ БС $N_{\text{МШУ}} = 1 \text{ дБ}$;
- коэффициент усиления антенного МШУ БС $k_{\text{МШУ}} = 20 \text{ дБ}$;
- коэффициент шума усилителя-селектора (УС) приемника БС $N_{\text{УСБС}} = 3 \text{ дБ}$;
- фидер в МС отсутствует;
- коэффициент шума УС приемника МС $N_{\text{УСМС}} = 4 \text{ дБ}$;
- высота антенны МС $h_{\text{МС}} = 1,5 \text{ м}$;
- максимальная мощность передатчика МС $P_{\text{МС макс}} = 0 \text{ дБВт}$;
- необходимое отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума на выходе радиотрактов приемников МС и БС $\gamma_{\text{вых РТ МС}} = \gamma_{\text{вых РТ БС}} = 13 \text{ дБ}$;
- полоса пропускания приемников МС и БС $B_{\text{RF}} = 200 \text{ кГц}$;
- коэффициенты усиления антенн БС и МС для режимов передачи и приема одинаковы: $G_{\text{пБС}} = G_{\text{прБС}} = 6 \text{ дБ}$; $G_{\text{пМС}} = G_{\text{прМС}} = 0 \text{ дБ}$.

Ответить на вопрос: почему использование антенного МШУ на БС привело к увеличению радиуса зоны обслуживания БС?

Ответы:

$$P_{\text{с вх 0 МС}} \approx -133,6 \text{ дБВт} ; P_{\text{с вх 0 БС}} \approx -135,3 \text{ дБВт} ; P_{\text{БС опт}} \approx 9 \text{ дБВт} ;$$

$$L_p \approx 141,3 \text{ дБ} ; r \approx 5,06 \text{ км} .$$

2.8 Для системы радиосвязи с когерентным обнаружением рассчитать эффективность использования полосы частот радиоканала (R_b / B_{RF}) при передаче-приеме с вероятностью битовой ошибки $P_b = 10^{-5}$ цифрового потока NRZ (Non Return to Zero – без возвращения к нулю) со скоростью $R_b = 1$ Мбит/с при коэффициенте сглаживания $\alpha=1$ и при $\alpha=0,5$, если используется:

- 1) *BPSK*;
- 2) *4-QAM*;
- 3) *16-QAM*;
- 4) *256-QAM*;
- 5) *4-FSK*;
- 6) *GMSK*.

Нанести рассчитанные значения R_b / B_{RF} на плоскость «полоса-эффективность» рис. 5.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Белоцерковский Г.Б. Антенны. – М.: Советское радио, 1969. – 328 с.
2. Беньковский З., Липинский Э. Любительские антенны коротких и ультракоротких волн: Пер. с польск. / Под ред. О.П.Фролова. – М.: Радио и связь, 1983. – 480 с.
3. Бобров Н.В. Расчет радиоприемников. – М.: Связь, 1979. – 368 с.
4. Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами: Учебн. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
5. Чистяков Н.И., Сидоров В.М. Радиоприемные устройства. – М.: Связь, 1974. – 408 с.
6. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 296 с.
7. Садченков Д.А. Техника и возможности СИ-БИ радиосвязи. – М.: Солон-Р, 2001. – 269 с.
8. Мелихов С.В., Кологривов В.А. Оценка чувствительности радиоприемников с настроенными антеннами // Доклады ТУСУРа (Томск). – 2006. – №6. – С. 63-67.
9. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. – М.: Мир, 1990. – 256 с.
10. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Изд. Дом Вильямс, 2003. – 1104 с.
11. Столингс В. Беспроводные линии связи и сети. М.: Изд. Дом Вильямс, 2003. – 640 с.
12. Зубарев Ю.Б., Кривошеев М.И., Красносельский И.Н. Цифровое телевидение. – М.: Научно-исследовательский институт радио (НИИР), 2001. – 568 с.
13. Беллами Дж. Цифровая телефония: Пер. с англ. / Под ред. А.Н. Берлина, Ю.Н. Чернышова. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 640 с.
14. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ./Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
15. Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Распаев Ю.А. Сети и системы радиодоступа. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 384 с.
16. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Международный центр научной и технической информации,

1996. – 239 с.

17. Ратынский Н.В. Основы сотовой связи. – М.: Радио и связь, 2000. – 248 с.
18. Мелихов С.В., Кологривов В.А. Взаимосвязь качественных характеристик для различных видов цифровой манипуляции // Доклады ТУСУРа (Томск). – 2006. – №6. – С. 68-77.
19. Что такое комбайнер и для чего он нужен? [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.r2c-pro.ru/info>.
20. Мелихов С.В. Уравнение дуплексной радиосвязи сотовой системы // Доклады ТУСУРа (Томск). – 2015. – №1. – С. 37-41.
21. Милютин Е.Р., Василенко Г.О., Сиверс М.А., Волков А.Н., Певцов Н.В. Методы расчета поля в системах связи дециметрового диапазона. – СПб.: Триада, 2003. – 159 с.
22. Мелихов С.В. Модели предсказания уровня сигнала для расчета зон обслуживания базовых станций систем мобильной связи [Электронный ресурс]: Учебно-методическое пособие для практических занятий и курсового проектирования для студентов радиотехнических специальностей. – Томск, Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 18 с. Режим доступа: <http://edu.tusur.ru/training/publications/4132>.
23. Стандарты и технологии сотовой связи [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://celnet.ru/standarts.php>.
24. Кабель 50 Ом RFA 1/2"-50 [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.tt-telecom.ru/catalog/sistemy_radiosvyazi/kabel-aksessuary/kabel-s-malymi-poteryami-0-4000-mgts-/9275.
25. Пивоваров И., Похвалин А. Опыт проектирования высокочастотных фильтров [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.kit-e.ru/assets/files/pdf/2007_04_190.pdf.
26. Малошумящие усилители высокой частоты [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.gaw.ru/html/cgi/txt/ic/Maxim/rf/index_u.htm.
27. Основы измерения коэффициента шума в радиочастотном и микроволновом диапазонах [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-8255RURU.pdf>.
28. Расчет максимально допустимых потерь в каналах UL, DL для сети UMTS [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.uran.donetsk.ua/~masters/2012/fkita/bilal/library/article4.pdf>.