

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РФ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ»

Л.И. Аверина, Ж.В. Шапошникова

**ПРОГНОЗИРОВАНИЕ БЮДЖЕТА КАНАЛА СВЯЗИ
ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ**

Учебное пособие

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2020

УДК 621.376:621.396
ББК 32.811
А19

Р е ц е н з е н т –

доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой радиофизики
Воронежского государственного университета *Ю.Э. Корчагин*

Аверина Л.И.

А19 Прогнозирование бюджета канала связи для цифровых систем :
учебное пособие / Л.И. Аверина, Ж.В. Шапошникова ; Воронежский
государственный университет. – Воронеж : Издательский дом ВГУ. –
2020. – 64 с.

Рассматриваются основные характеристики и параметры системы цифровой связи, определяющие её энергетический бюджет. Описывается архитектура систем радиосвязи, элементы её передающей и приёмной частей. Анализируются основные источники возникновения шумов и ослабления сигнала в каналах радиосвязи, приводятся различные модели распространения радиоволн. Излагается методика расчёта резерва линии связи с учётом характеристик помехоустойчивости системы.

Для студентов магистратуры направления «Радиофизика» физического факультета.

УДК 621.376:621.396
ББК 32.811

© Аверина Л.И., Шапошникова Ж.В., 2020
© Воронежский государственный
университет, 2020
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2020

Содержание

1. Современный этап развития систем беспроводной связи	4
2. Бюджет канала связи	7
3. Источники возникновения шумов и ослабления сигнала.....	10
4. Архитектура систем радиосвязи: передающая и приемная части	16
4.1. Основные электрические характеристики антенн	17
4.2. Радиоприёмное устройство. Структура радиоприёмников	24
4.2.1. Функции радиоприемника и основные типы структурных схем ..	25
4.2.2. Коэффициент шума	27
4.2.3. Чувствительность радиоприемника	34
5. Модели распространения радиоволн	38
5.1. Модель распространения радиосигнала в свободном пространстве ..	44
5.2. Распространение радиосигнала в реальных условиях	45
5.2.1. Двухлучевая модель распространения радиосигнала.....	47
5.2.2. Модель Окамуры	50
5.2.3. Модель Хаты	50
5.2.4. Модель COST231-Hata	51
5.2.5. Заказные модели	52
6. Характеристики помехоустойчивости цифровых сигналов	52
7. Энергетический резерв линии связи	55
8. Зависимость скорости передачи данных от дальности для цифровой системы связи	59
Список литературы	62

1. Современный этап развития систем беспроводной связи

На сегодняшний день актуальным является вопрос улучшения качества и эффективности функционирования современных информационно-телекоммуникационных и радиотехнических систем, к которым предъявляются жесткие требования по увеличению информационной емкости каналов связи, помехозащищенности, скорости обработки больших потоков информации с учетом требований по дальности и другие. Для выполнения данных требований необходимо постоянно искать новые методы обработки сигналов, позволяющие максимально эффективно принимать нужный сигнал и бороться с активными помехами в радиоканале.

В теории связи важным понятием является канал связи. Обычно под каналом связи понимают ту часть системы связи, которая включает источник информации, устройство кодирования и модуляции, передающее устройство, физический канал (среду распространения сигнала), приемник с устройствами обработки информации и получатель информации. Среда распространения или электромагнитный тракт связи, соединяющий передающее и приемное устройства называются каналом. Каналы могут представлять собой проводники, коаксиальные и оптоволоконные кабели, волноводы, а также атмосферу, ионосферу или другую среду, в которой распространяются радиоволны. В последнем случае говорят о радиоканале. В дальнейшем мы ограничимся рассмотрением радиоканала.

Одна общая проблема при передаче сигнала через любой канал – *аддитивный шум*, который обусловлен внутренними (тепловой шум) и внешними причинами (соседние источники шума, помехи от других пользователей). Когда такой шум и помехи занимают тот же диапазон частот, что и полезный сигнал, их влияние может быть минимизировано с помощью правильного выбора передаваемого сигнала и способа демодуляции на приемной стороне. Существуют и другие виды сигнальных искажений при пере-

даче через канал связи – затухание сигнала, амплитудные и фазовые искажения сигнала, а также искажения, вызванные многолучевым распространением волн. Естественно, влияние шумовой компоненты в принимаемом сигнале можно снизить простым увеличением мощности сигнала на передающей стороне. Однако конструктивные и другие практические соображения накладывают ограничения на допустимую выходную мощность. Доступная ширина полосы частот канала, является другим ограничением, которое обусловлено физическими ограничениями среды и электрических компонентов, используемых в передатчике и приемнике. Эти два обстоятельства приводят к ограничению количества данных, которые могут быть с высокой достоверностью переданы по любому каналу связи.

Большинство современных систем связи и радиовещания являются цифровыми. На сегодняшний день прослеживается четкая тенденция перехода аналоговых систем на цифровую основу, обусловленная рядом преимуществ цифрового способа передачи данных над аналоговым. Передающая среда всегда вносит в передаваемый сигнал какую-то случайную составляющую, поэтому при передаче аналогового сигнала накапливаются помехи и шумы. Часто искажения исходного сигнала настолько значительны, что он не может быть распознан. Более того, при усилении аналогового сигнала с целью компенсации потерь, вместе с ним усиливаются и присутствующие в нем помехи. В случае передачи цифровых сигналов ошибки и искажения практически исключены; нас интересует не непосредственное значение сигнала, а диапазон этих значений, позволяющий системе связи распознать импульс как единицу, а отсутствие импульса – как ноль, даже если на его месте возникнет случайный слабый сигнал. Это позволяет свести к минимуму влияние помех: цифровой сигнал или принимается без потерь, или полностью отсутствует (в случае его полного подавления). Кроме того, явным недостатком аналогового сигнала является то, что он может

быть принят любым устройством, схожим по принципу работы с приемником. Цифровые сигналы более защищены от постороннего доступа. Даже если цифровой сигнал будет перехвачен, его расшифровка без части кода, известного только приемной стороне, будет представлять собой крайне сложную задачу. Таким образом, основными преимуществами цифровых систем связи над аналоговыми являются, во-первых, высокая помехоустойчивость цифрового сигнала, во-вторых, высокая защищенность передаваемой информации, достигаемая посредством кодирования.

Кроме того, при цифровой передаче сообщений появляется возможность создавать блоки цифровой обработки сигналов с абсолютно идентичными параметрами, что позволяет уйти от аппаратных погрешностей элементов. Принципиально новые методы цифровой обработки сигналов позволяют создавать устройства с уникальными характеристиками, нереализуемыми для методов аналоговой обработки сигналов. Архитектура цифровой системы связи может полностью определяться на программном уровне и изменяться в процессе работы устройства для более эффективного использования спектрального и энергетического ресурса канала связи при постоянно изменяющихся условиях распространения сигнала в канале; обновление алгоритмов обработки до более современной версии осуществляется простой перезагрузкой программы. Примерами систем цифровой связи, получивших широчайшее распространение, являются: сотовая связь (GSM, CDMA, UMTS, HSDPA), системы 4 и 5-го поколений (LTE, Mobile WIMAX, HSPA+), беспроводные локальные сети (IEEE 802.11 Wi-Fi), беспроводные сети городского покрытия (IEEE 802.16 WiMax), системы подвижной связи (TETRA и др.), вещательные сети цифрового телевидения (DVB-T, DVB-T2). Цифровая радиосвязь используется в навигации, спутниковом вещании, телефонии (DECT), специальных задачах.

2. Бюджет канала связи

В теории радиосвязи важным понятием является канал связи. Когда говорим о *канале связи*, какую часть системы мы подразумеваем? Это физический канал или область между передатчиком и приемником? Нет, это нечто большее. Канал представляет собой тракт связи, который начинается с информационного источника, проходит через все этапы кодирования и модуляции, передатчик, физический канал, приемник (со всеми его этапами обработки) и завершается на получателе информации.

Что такое анализ канала связи? Какова его роль при разработке системы связи? Анализ канала связи и его результат, бюджет канала, состоят из вычисления и табулирования полезной мощности сигнала и паразитной мощности шума в приемнике. Бюджет канала – расчет потерь энергии сигнала, связанных с физическими процессами, протекающими в устройствах и среде распространения. Бюджет канала — это расчет баланса потерь и прибыли; он определяет подробное соотношение между ресурсами передачи и приема, источниками шума, поглотителями сигнала и результатами процессов, выполняемых в канале. Некоторые параметры бюджета являются статистическими (например, скидка на замирание сигнала). Бюджет — это метод оценки, позволяющий определить достоверность передачи системы связи. Из множества спецификаций, анализов и табличных представлений, используемых для разработки системы связи, бюджет канала занимает особое место, поскольку обеспечивает обзор системы в целом.

Изучая бюджет канала, можно многое узнать об общей структуре и производительности системы. Например, из энергетического резерва канала связи можно узнать, как система удовлетворяет многочисленным требованиям — идеально, с натяжкой или вообще не удовлетворяет. Бюджет канала связи может показывать, существуют ли какие-либо аппаратные ограничения и можно ли их компенсировать за счет других частей канала. Вообще,

бюджет канала часто используется для расчета компромиссов системы и изменения конфигурации; кроме того, он способствует пониманию различных аспектов и взаимозависимостей на уровне подсистем. Краткое изучение бюджета канала и сопровождающей его документации позволяет судить о том, был ли анализ выполнен точно или представляет грубую оценку. Вместе с другими методами моделирования бюджет канала помогает предсказать вес и размер оборудования, первоначальные энергетические требования, технические риски и стоимость системы.

Бюджет линии связи (ΔP) – максимально возможное затухание в линии связи между передатчиком и приёмником, при котором данная линия может использоваться по назначению. Для радиосвязи критерием использования по назначению является возможность передачи информации на заданное расстояние (d) с заданной скоростью (R_b) в заданной полосе частот (W) и достижения вероятности битовой ошибки не более заданного значения (BER_{max}).

Затухание линии связи – сумма всех возможных потерь энергии от передатчика до приёмника сигнала (α).

Целевым критерием при расчёте параметров системы радиосвязи является выполнение следующего условия:

$$\Delta P \geq \alpha_{max}.$$

Бюджет линии связи и максимальные потери определяется соотношениями:

$$\Delta P = \frac{P_{пер}}{P_{пор}}, \quad \alpha_{max} = \frac{P_{пер}}{P_{пр}},$$

где $P_{пер}$, $P_{пр}$ – мощности сигнала на входе и выходе канала связи, $P_{пор}$ – пороговая чувствительность приёмника. Тогда для удовлетворения целевого критерия должно выполняться неравенство:

$$P_{пр} \geq P_{пор}. \quad (1)$$

В свою очередь

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}}}{L}, \quad (2)$$

где $G_{\text{пер}}$, $G_{\text{пр}}$ – коэффициенты усиления передающей и приёмной систем, которые учитывают как коэффициенты усиления передающей и приёмной антенн, так и коэффициенты преобразования передатчика и приёмника; L – потери энергии в канале распространения. Уровень пороговой чувствительности для цифровой системы связи определяется соотношением

$$P_{\text{пор}} = SNR_{\text{треб}} P_{\text{с.ш.}}, \quad (3)$$

а для аналоговой:

$$P_{\text{пор}} = P_{\text{с.ш.}}.$$

Здесь $P_{\text{с.ш.}}$ - уровень собственных шумов приёмника; $SNR_{\text{треб}}$ - требуемое отношением сигнал/шум на входе демодулятора для достижения сигнала с заданной модуляцией заданной вероятности битовой ошибки (BER_{max}).

Тогда целевой критерий для цифровой системы связи можно переписать в виде:

$$SNR_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{с.ш.}}} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}}}{L \cdot P_{\text{с.ш.}}} \geq SNR_{\text{треб}}. \quad (4)$$

Достоверность передачи информации определяется несколькими характеристиками приемной системы, среди которых можно выделить отношение сигнал/шум. В цифровом приемнике для достижения заданного уровня вероятности ошибки на бит требуется некоторое известное заранее значение отношения сигнал/шум на входе демодулятора $SNR_{\text{треб}}$. Это отношение зависит от типа модуляции и позиционности полезного сигнала, типа используемого кодера-декодера.

Из соотношения (4) видно, что выполнение целевого критерия при проектировании системы радиосвязи зависит от характеристик приёмо-передающей аппаратуры, потерь на трассе и методов формирования и циф-

ровой обработки сигналов. Поэтому рассмотрим поподробнее от чего зависят и как определяются рассмотренные выше параметры канала радиосвязи.

3. Источники возникновения шумов и ослабления сигнала

Ниже приводится перечень возможных источников ухудшения качества передачи, в котором описаны важнейшие "вкладчики" в ухудшение отношения SNR .

1. *Потери, связанные с ограничением полосы.* Все системы используют в передатчике фильтры для передачи энергии в ограниченной или выделенной полосе. Это позволяет исключить интерференцию с сигналами других каналов или пользователей, а также удовлетворить требования органов государственного регулирования. Подобная фильтрация уменьшает общее количество передаваемой энергии; результат — *ослабление сигнала*.

2. *Межсимвольная интерференция.* Фильтрация в системе - передатчик, канал, приемник - может привести к межсимвольной интерференции. Принятые импульсы перекрываются; хвост одного импульса "размывается" на соседние символьные интервалы, что мешает процессу обнаружения. Даже при отсутствии теплового шума, неидеальная фильтрация, ограничение полосы системы и замирание в каналах приводят к возникновению межсимвольной интерференции.

3. *Фазовый шум гетеродина.* При использовании в процессе смешения сигналов гетеродина, случайное смещение фазы добавляет к сигналу *фазовый шум*. При использовании в корреляционном приемнике опорного сигнала случайное смещение фазы может привести к уменьшению возможностей детектора, а, следовательно, к *ослаблению сигнала*. В передатчике случайное смещение фазы может привести к размыванию полосы выходного сигнала, которая затем будет ограничена выходным фильтром, что приведет к ослаблению сигнала.

4. *Преобразование амплитудной модуляции в фазовую.* Данное преобразование - это явление *фазового шума*, проявляющееся в нелинейных устройствах. Флуктуации амплитуды сигнала (амплитудная модуляция) порождают колебания фазы, вносящие *фазовый шум* в сигналы, которые выделяются с помощью когерентного детектирования. Преобразование амплитудной модуляции в фазовую также может приводить к возникновению дополнительных боковых полос, что вызывает *ослабление* сигнала.

5. *Усиление или ослабление на ограничителе.* Ограничитель с резким порогом может усилить более мощный из двух сигналов и подавить более слабый. Это может привести как к *усилению*, так и к *ослаблению* сигнала.

6. *Интермодуляционные составляющие, возникающие в результате взаимодействия нескольких несущих.* Когда несколько сигналов, которые передаются на разных несущих частотах, одновременно присутствуют в нелинейном устройстве, может возникнуть мультипликативное взаимодействие между частотами несущих, что может привести к возникновению комбинационных сигналов суммарных и разностных частот. Перераспределение энергии между этими паразитными сигналами (интермодуляционные составляющие) представляет потерю энергии сигнала. Кроме того, если эти составляющие появляются в частотной области того или другого полезного сигнала, это приводит к увеличению уровня *шума* для соответствующего сигнала.

7. *Модуляционные потери.* Бюджет канала связи — это расчет принятой полезной мощности (или энергии). Полезной считается только та мощность, которая связана с сигналами, переносящими информацию. Достоверность передачи является функцией удельной энергии, приходящейся на один символ. Любая мощность, используемая для передачи несущей, отличной от той, что модулирует сигнал (символы), представляет *потери* мо-

дуляции. (Стоит, правда, отметить, что энергия несущей может использоваться для обеспечения синхронизации.)

8. *Эффективность антенны.* Антенны - это преобразователи, превращающие электронные сигналы в электромагнитные поля и наоборот. Кроме того, они используются для фокусировки электромагнитной энергии в заданном направлении. Чем больше апертура (поверхность) антенны, тем выше результирующая плотность мощности сигнала в заданном направлении. Эффективность антенны описывается отношением ее эффективной апертуры к физической. Механизмы, приводящие к снижению эффективности (*уменьшению интенсивности* сигнала), называются убыванием амплитуды, затенением апертуры, рассеиванием, переизлучением, приемом паразитных сигналов, дифракцией по краям и потерями вследствие диссипации. Типичная эффективность, получаемая при суммарном воздействии всех названных механизмов, равна порядка 50-80%.

9. *Ослабление и шум на обтекателе.* Обтекатель - это специальная оболочка, применяемая для некоторых антенн в целях защиты от погодных воздействий. Обтекатель, находящийся на пути сигнала, будет рассеивать и поглощать некоторую энергию сигнала, что приведет к ослаблению *сигнала*. Основным закон физики утверждает, что тело, способное поглощать энергию, также излучает энергию (при температуре выше 0 К). Часть этой энергии приходится на полосу приемника и вносит посторонний *шум*.

10. *Потеря наведения.* Если передающая либо принимающая антенна направлена неидеально, существует возможность *потери* сигнала.

11. *Поляризационные потери.* Поляризация электромагнитного поля определяется как направление в пространстве, вдоль которого лежат силовые линии поля, а поляризация антенны описывается поляризацией ее поля излучения. При неверном согласовании передающей и принимающей антенн сигнал может *ослабляться*.

12. *Атмосферные помехи и шум атмосферы.* Атмосфера отвечает за ослабление сигнала, а также вносит нежелательные помехи. Основная часть атмосферы лежит ниже высоты 20 км; но даже в пределах этого относительно короткого пути работают важные механизмы потерь и шумов. На рисунке 1 приведены теоретические графики одностороннего поглощения по направлению к зениту. Зависимости приведены для нескольких высот. Величина ослабления сигнала вследствие поглощения кислородом (O_2) и водяными парами показана как функция несущей частоты. Локальные максимумы поглощения расположены в окрестности 22 ГГц (водяной пар), 60 и 120 ГГц (O_2). Также стоит отметить, что атмосфера вносит в канал энергию шумов. Как и в случае обтекателя, молекулы, поглощающие энергию, также излучают энергию. Молекулы кислорода и водяного пара излучают шум по всему спектру радиочастот. Часть этого шума, приходящаяся на полосу данной системы связи, ухудшает ее отношение сигнал/шум. Ливень является основной атмосферной причиной *ослабления* сигнала и основным фактором, вносящим шум. Чем он интенсивнее, тем большую энергию сигнала он поглотит. Кроме того, в дождливый день через луч антенны, направленный на приемник, проходит больше атмосферных шумов, чем в ясный день. Вообще, атмосферные помехи - это относительно обширная тема.

13. *Пространственные потери.* Интенсивность электрического поля, а следовательно, и интенсивность сигнала (плотности мощности или плотности потока мощности) уменьшаются с расстоянием. Для канала связи пространственные потери - это наибольшие потери, вызванные одним фактором, приводящим к *ослаблению* в системе. Зависимости данных потерь от расстояния будут рассмотрены в главе 5.

14. *Помехи соседнего канала* (adjacent channel interference — ACI). Эта *интерференция* характеризуется нежелательными сигналами, которые поступают, из других частотных каналов, или энергией, привносимой в

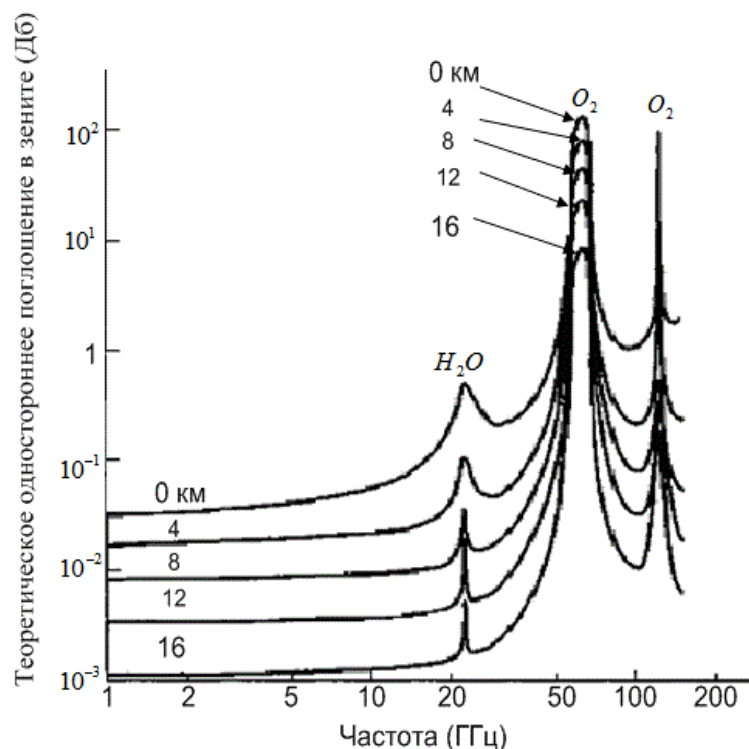


Рис. 1. Теоретическое вертикальное одностороннее поглощение

интересующий нас канал. Возможность такого "заползания" соседнего сигнала определяется модуляционным спектральным сглаживанием, а также шириной и формой основного спектрального лепестка сигналов.

15. *Внутриканальная интерференция.* Данной *интерференцией* называется ухудшение качества, вызванное интерферирующими сигналами, которые появляются в пределах полосы частот сигнала. Она может вноситься по-разному, например, посредством случайных передач, недостаточного разграничения вертикальной и горизонтальной поляризации или приема паразитных сигналов боковым лепестком антенны (низкоэнергетическим лучом, окружающим основной луч антенны). Кроме того, внутриканальная интерференция может вноситься другими пользователями данного спектра.

16. *Комбинационные помехи.* Интермодуляционные составляющие, описанные в п. 6, происходят от сигналов с множественными несущими, взаимодействующими в нелинейном устройстве. Подобные составляющие

иногда называются *активной взаимной модуляцией*; как говорилось в п. 6, они могут либо приводить к потере энергии сигнала, либо быть причиной внесения в канал шума. В данном пункте мы имеем дело с *пассивной взаимной модуляцией*; это явление вызывается взаимодействием сигналов с множественными несущими, имеющими нелинейные компоненты на выходе передатчика. Эти нелинейности обычно появляются на пересечении соединительных звеньев волноводов, корродированных поверхностях и поверхностях с плохим электрическим контактом. Электромагнитные поля значительной мощности, имеющие диодоподобную характеристику (рабочий потенциал), порождают мультипликативные составляющие, а, следовательно, - помехи. Если подобные помехи будут излучаться на близлежащую принимающую антенну, они могут серьезно ухудшить качество функционирования приемника.

17. *Галактический или космический шум, звездный шум и шум побережья*. Все небесные тела, такие как звезды и планеты, излучают энергию. Подобная энергия шума, поступающая в зону обзора антенны, отрицательно сказывается на отношении сигнал/шум.

18. *Потери в фидере*. Уровень принятого сигнала может быть крайне мал (например, 10^{-12} В); следовательно, он может быть особенно чувствителен к воздействию шума. По этой причине в начале приемника находится область, где прилагаются значительные усилия, чтобы максимально снизить уровень шума, пока сигнал не будет в достаточной степени усилен. Волновод или кабель (фидер) между принимающей антенной и собственно приемником не только приводит к поглощению сигнала, но и вносит тепловой шум.

19. *(Собственный) шум приемника*. Это тепловой шум, порождаемый приемником. Подробно этот вопрос будет рассмотрен в главе 4.

20. *Потери аппаратной реализации.* Эти потери представляют собой разность между теоретической эффективностью обнаружения и реальной, определяемой несовершенством системы: ошибками синхронизации, уходом частоты, конечными временами нарастания и спада сигналов и конечной арифметикой.

21. *Неидеальная синхронизация.* Если фаза несущей, фаза поднесущей и синхронизация символов организованы идеально, вероятность ошибки представляет собой однозначную функцию отношения E_b/N_0 , которая будет рассмотрена в главе 6. К сожалению, названные величины реализуются не идеально, что приводит к дополнительным *потерям*.

4. Архитектура систем радиосвязи: передающая и приемная части

При определении шумовых свойств приемного тракта нужно учитывать шумовую температуру антенной системы. Для определения уровня излучаемой мощности сигнала необходимо учитывать характеристики передающей части канала: передатчика и антенной передающей системы. В системах беспроводной связи электромагнитная энергия передается в среду антенной-излучателем. Физические размеры и структура антенны зависят от рабочей частоты. Эффективное излучение возможно при размерах антенны, превышающих $1/10$ длины волны. Например, передача информации на несущей частоте 1 МГц требует антенны с диаметром от 30 метров.

Таким образом, при оценке бюджета линии радиосвязи необходимо оценить характеристики приемного и передающего тракта, включая антенные системы.

Чтобы облегчить понимание сути расчетов энергетических потерь при распространении радиоволн и бюджета линии радиосвязи, рассмотрим краткий обзор основ усиления антенн и приемных устройств.

4.1. Основные электрические характеристики антенн

Неотъемлемыми составными частями современных радиотехнических средств являются антенные системы и обслуживающие их тракты СВЧ. Чтобы понять роль и значение антенн и трактов, рассмотрим обобщенную структуру радиотехнической системы (РТС), показанную на рисунке 2.

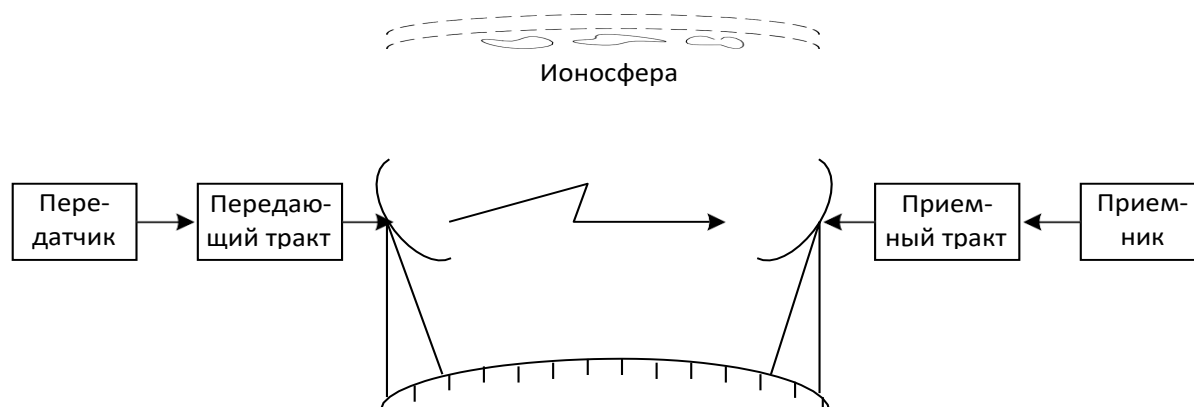


Рис. 2. Обобщённая структура радиотехнической системы

Весьма важное значение в функционировании радиосистем имеют тракты СВЧ, соединяющие антенну с передающей и приемной радиоаппаратурой [1]. Тракт осуществляет канализацию электромагнитных волн, обеспечивает правильный режим работы входных и выходных цепей передатчика и приемника, выполняет предварительную частотную фильтрацию сигналов, может содержать коммутационные цепи и вращающиеся сочленения, устройства управления лучом в пространстве и поляризации радиоволн, устройства функционального контроля системы. Под трактом СВЧ понимают совокупность устройств СВЧ, сочлененных между собой для достижения поставленных целей. Наиболее распространенными элементами тракта являются отрезки линии передачи, переходные и стыковочные узлы, согласующие элементы, ответвители и поглотители мощности, фильтры,

фазовращатели, коммутаторы, вентили, циркуляторы и т.д. В подавляющем большинстве случаев это пассивные линейные устройства.

Для передачи радиосигнала необходимо наличие антенной системы. Можно представить, что антенна излучает одинаковое количество энергии во всех направлениях сферы. Такая антенна является гипотетической (мнимой), так как ее не существует в природе, и называется изотропной антенной. Плотность потока мощности Φ сигнала, излучаемого передающей антенной полностью определяется распределением энергии электромагнитного поля в пространстве и выражается в Вт/м² (мощность на единицу площади). Строго говоря, величина Φ является функцией трехмерного свободного пространства. Поскольку изотропная антенна во всех направлениях излучает равное количество энергии, то для нее Φ может рассматриваться как функция только расстояния $\Phi_i(d)$. Если полную мощность, подводимую к изотропной антенне обозначить через P_t , то справедливы следующие равенства:

$$P_t = 4\pi d^2 \Phi_i(d), \text{ Вт}$$

$$\Phi_i(d) = P_t / 4\pi d^2, \text{ Вт/м}^2.$$

Антенны, используемые на практике, не являются изотропными. В них энергия, излучаемая в трехмерном пространстве, распределена не равномерно. Это свойство антенн используется для улучшения их характеристик.

Коэффициент направленного действия (КНД) рассматриваемой антенны $G_t(\theta, \varphi)$ определяется как отношение плотности потока мощности, которую она порождает в заданном направлении к плотности потока мощности, порождаемой изотропной антенной в том же направлении при условии, что обе антенны излучают одинаковую мощность.

Коэффициент усиления антенны G_t равен КНД антенны в направлении максимального излучения энергии: $G_t = \max(G_t(\theta, \varphi))$. На практике наиболее приемлемой характеристикой антенны является не КНД, а усиле-

ние антенны: $G = \text{КПД} \cdot \text{КНД}$ антенны. Именно этот параметр определяет реальное излучение в данном направлении мощности. КНД присутствует практически только в теоретических разработках.

Величину G_t также называют коэффициентом усиления изотропного излучателя и измеряют в дБи (dBi). Однако иногда коэффициент усиления антенны измеряется по отношению к полуволновому диполю и имеет размерность дБд (dBd). Полуволновой диполь имеет коэффициент усиления 2,15 дБ по отношению к изотропной антенне (дБи). Следовательно, коэффициент усиления G_t , измеряемый в дБд, на 2,15 дБ меньше чем, если он измеряется в дБи для той же самой антенны.

Ток, протекающий в передающей антенне, порождает электромагнитную энергию, излучаемую в пространство. В свою очередь, если приемная антенна подвергается воздействию электромагнитного поля, в ней возникает электрический ток. Следовательно, один и тот же тип антенны может использоваться как для передачи, так и для приема сигнала. Тогда для приемной антенны также справедливы такие параметры, как коэффициент направленного действия и коэффициент усиления антенны [1].

Пусть на приемную антенну воздействует электромагнитная волна с плотностью потока мощности Φ в ее окрестности. Тогда мощность сигнала на выходе антенны P_r определяется соотношением:

$$P_r = \Phi \cdot A_r.$$

Коэффициент A_r называется эффективным поперечным сечением приемной антенны. Он характеризует эффективность преобразования электромагнитной энергии в электрическую и определяется соотношением:

$$A_r = G_r \cdot \lambda^2 / 4\pi, \text{ м}^2,$$

где G_r - коэффициент усиления приемной антенны, λ — длина электромагнитной волны.

Диаграмма направленности антенной системы

Направленность излучения антенны обычно характеризуется диаграммой направленности (ДН). Пространственная ДН может быть представлена в виде поверхности, радиус-вектор которой равен взятой в каком-либо масштабе величине мощности, излучаемой антенной в данном направлении, отнесенной к единице телесного угла. Сечения пространственной ДН плоскостями, проходящими через ее центр, называются ДН в соответствующих плоскостях. Можно также строить ДН по напряженности поля. ДН антенны в какой-либо плоскости обычно имеет вид ряда лепестков, разделенных нулями. Если среди лепестков ДН можно выделить один (или несколько), значительно превышающий по своему максимальному уровню остальные, то их называют главным лепестком ДН, а остальные - боковыми, или побочными лепестками (рисунок 3).

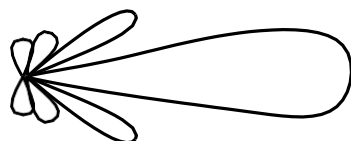


Рис.3. Сечение пространственной ДН антенной решетки

Направление максимума главного лепестка диаграммы называется направлением главного излучения антенны, поскольку интенсивность излучения антенны максимальна именно в этом направлении. Формирование лепестков ДН связано с интерференцией полей, созданных различными излучателями антенны. Лепестки могут также возникать вследствие рассеяния энергии на препятствиях, находящихся в поле антенны. В ДН слабонаправленных антенн боковые лепестки могут отсутствовать, ДН при этом имеют вид одного-двух основных лепестков с равными максимумами. ДН остронаправленных антенн обычно имеют большое число боковых лепестков. Наличие боковых лепестков вредно, так как они приводят к бесполезному

растрачиванию излучаемой мощности, создавая помехи в работе других радиостанций и, в случае приема, создавая увеличенный уровень помех. Однако полностью избавиться от боковых лепестков в остронаправленных антеннах невозможно. Добиться существенного снижения уровня боковых лепестков (УБЛ) можно с помощью специальных мер.

Рассмотрим основные типы ДН антенн, встречающихся на практике, не останавливаясь на способах, применяемых для их осуществления. Наименее направленными диаграммами обладают антенны в виде элементарного диполя (т.е. короткие по сравнению с длиной волны) и рамки (витка провода малого по сравнению с длиной волны диаметра). ДН этих антенн (рисунок 4) имеют вид тороида, ось которого параллельна оси провода или диполя, а для рамки - перпендикулярна ее плоскости.

Сечения ДН плоскостью, проходящей через ось тороида, имеют вид восьмерки, перпендикулярные к оси тороида сечения представляют собой окружности. В этих сечениях ДН ненаправленная. Благодаря этому ДН тороидного типа получила название всенаправленной. Близкую к ним ДН имеет полуволновый вибратор. Основное применение антенны со всенаправленными ДН находят в радиовещании, военной радиосвязи, радиомаяках и станциях разведки и помех.

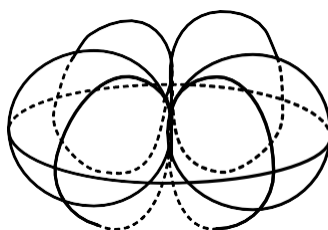


Рис.4. ДН дипольной антенны (ненаправленная ДН)

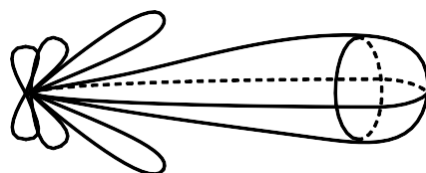


Рис. 5. Игольчатая ДН

Существуют также антенны с так называемыми игольчатыми ДН (рис. 5), главные сечения которых имеют вид острого лепестка. При таких ДН излучение антенны концентрируется в небольшом телесном угле. Игольчатые ДН широко применяются не только для понижения мощности передатчика, но и для определения угловых координат объектов, излучающих или отражающих радиоволны. Для последней цели применяются также веерные ДН, т.е. сжатые лишь в одной плоскости, обычно горизонтальной. При этом облегчается обнаружение целей, так как поиск необходимо проводить лишь по одной угловой координате. В этом случае экономится мощность, правда, одновременно теряется возможность определения второй координаты в плоскости веера, но в ряде случаев это несущественно. Для сравнения направленности различных антенн применяется коэффициент направленного действия (КНД) антенны. Впервые этот параметр был введен в 1926 г. Пистолькорсом.

Другим важным параметром, характеризующим излучение антенны, является ее поляризационная характеристика. Поясним, что понимается под этим термином. Как известно, электромагнитная волна имеет поперечный характер, т.е. связанные с ней векторы электрического и магнитного полей перпендикулярны направлению распространения волны. Отсюда следует, что при одном и том же направлении распространения могут существовать волны, отличающиеся направлением поля. Для того, чтобы охарактеризовать ориентацию векторного поля, говорят о плоскости поляризации поля, понимая под ней плоскость, проходящую через направление распростране-

ния, и один из векторов поля, например, электрический. Такое поле называется линейно-поляризованным или плоскополяризованным.

Все рассуждения о поляризации поля электромагнитной волны в равной степени применимы и к полю излучения антенн. Конец вектора поля описывает за период некоторую плоскую кривую. Можно показать, что эта кривая - эллипс. В разных точках пространства, лежащих в разных направлениях от антенны, форма этого эллипса может быть различна. Учет поляризационных свойств антенны весьма важен. Например, если линейные поляризации полей двух антенн взаимно перпендикулярны, то одна антенна не будет принимать излучение другой, и наоборот.

По отношению к передатчику антенна представляет собой некоторую нагрузку, поглощающую генерируемую им мощность. Отличие от обычных омических нагрузок в этом случае заключается в том, что мощность, поглощаемая антенной, не превращается в ней в тепло, а излучается в пространство, переходя в мощность электромагнитных волн (некоторые небольшие потери антенна все же имеет). Знание величины нагрузки и способов ее регулировки важно для того, чтобы обеспечить максимальное извлечение мощности из генератора, возбуждающего антенну. Как известно, максимальную мощность генератор будет отдавать в нагрузку в том случае, когда их комплексные сопротивления будут сопряженными $Z_a = Z_g^*$. Если сопротивление антенны не удовлетворяет этому соотношению, то для согласования ее с генератором можно применять согласующие устройства - трансформаторы сопротивлений. Сопротивление антенны состоит из вещественной и реактивной частей. Вещественная часть может быть разбита на два слагаемых, первое из которых соответствует омическим потерям в антенне, а второе - "потерям", вызванным излучением. Второе слагаемое по этому называется сопротивлением излучения антенны. Величина сопротивления излучения определяется конструкцией антенны и может быть самой

разнообразной: от десятых долей до тысяч Ом. Соотношение между полным сопротивлением и сопротивлением потерь определяет КПД антенны.

При разработке антенн для использования в каком-либо устройстве, как правило, определяют технические требования к перечисленным выше параметрам. Эти требования задают в виде некоторого интервала значений, которые могут принимать параметры антенны. Обычно антенны проектируются для работы не на фиксированной частоте, а в некотором частотном диапазоне. Частотный диапазон, в котором значения параметров антенны укладываются в интервал, определенный допусками, называется рабочим диапазоном антенны. Если ширина рабочего диапазона составляет несколько процентов от центральной частоты, то антенна называется узкодиапазонной, если ширина рабочего диапазона составляет несколько десятков процентов, то – широкодиапазонной [1].

4.2. Радиоприёмное устройство. Структура радиоприёмников

Неотъемлемой частью любой информационной технической системы (связи, радиолокации, радионавигации и др.), использующей электромагнитное поле в качестве переносчика сообщений, является радиоприемное устройство. В любой из этих систем необходимой операцией является извлечение информации из приходящих в место приема радиосигналов. Именно эта операция выполняется радиоприемным устройством. Качество ее выполнения должно быть не хуже заданного, т.е. сообщения должны воспроизводиться с требуемой точностью. Для выполнения этой задачи радиоприемное устройство (РПУ) должно содержать антенну, радиоприемник и оконечное устройство. Именно эти составные элементы определяют основные функции радиоприёмного устройства, позволяют выделить ряд классификационных признаков, служат исходной точкой для рассмотрения конкретных схемных решений отдельных блоков РПУ.

Радиоприемным устройством называется система узлов и блоков, с помощью которых производятся следующие операции:

- преобразование электромагнитного поля в электрический сигнал и обеспечение пространственной и поляризационной избирательности (осуществляется при помощи антенной системы);
- выделение полезных радиосигналов из совокупности других (мешающих) сигналов, не совпадающих с ним по частоте, и помех (осуществляется избирательной цепью ИЦ);
- усиление выделенных радиосигналов (при помощи усилителя радиочастоты УРЧ);
- преобразование радиосигнала в первичный электрический сигнал ПЭС (выполняется детектором);
- преобразование ПЭС в сообщение и воспроизведение полезной информации.

4.2.1. Функции радиоприемника и основные типы структурных схем

На вход радиоприемника поступает совокупность полезного и мешающих сигналов, наводимых в антенне внешними электромагнитными полями.

Мешающими сигналами являются излучения посторонних радиостанций, излучения различных промышленных установок (индустриальные помехи) и излучения естественного происхождения (атмосферные помехи и космические шумы). Электромагнитные излучения, накладываемые на полезный сигнал, называются аддитивными помехами. Измеренный на выходе приемника уровень полезного сигнала может быть во много раз меньше суммарного уровня аддитивных помех.

Кроме того, вследствие особенностей среды распространения уровень полезного сигнала не остается постоянным. Изменения параметров (ампли-

туды, фазы) сигнала называют замиранием или мультипликативными помехами.

На своем входе радиоприемник должен сформировать колебание, с заданной степенью точности воспроизводящее передаваемое сообщение (первичный модулирующий сигнал). Помехи, воздействующие на вход приемника, препятствуют точному воспроизведению сигнала.

Поэтому первой операцией, которую должен выполнять приемник над входной смесью сигналов и помех, является выделение, фильтрация полезного радиосигнала и подавление помех.

Мера способности выделить полезный сигнал из совокупности сигналов и помех называется избирательностью приемника.

В зависимости от того, по какому закону осуществляется различие сигнала и помех, можно выделить пространственную, поляризационную, частотную, амплитудную, фазовую, статистическую избирательность.

Основным видом избирательности, реализуемым в приемнике, является избирательность, основанная на различиях сигнала и помех по частоте - частотная избирательность. Для ее реализации структурная схема приемника должна содержать резонансные, частотно-селективные системы.

Второй операцией, выполняемой приемником, является извлечение информации из выделенного радиосигнала, его преобразование в первичный сигнал. Эта операция называется детектированием и выполняется специальным устройством - детектором.

Слабые сигналы, подаваемые на вход детектора, преобразуются в первичный сигнал с большими искажениями. Для того чтобы эти искажения были в допустимых пределах, на вход детектора необходимо подать сигнал вполне определенного уровня, т.е. слабые сигналы необходимо усилить. Таким образом, третья операция, проводимая приемником над радиосигналом - усиление.

Усиление может осуществляться как на высокой частоте (до детектора), так и на низкой частоте (после детектора). Усиление до детектора реализуется с помощью усилителей с резонансной нагрузкой, которые обеспечивают дополнительную фильтрацию. Изменяя сопряжено-резонансную частоту контуров в нагрузке усилителей с помощью конденсатора переменной емкости, можно перестраивать приемник по частоте, выделять необходимые полезные сигналы в некотором диапазоне рабочих частот.

Уровень принимаемых сигналов на входе приемника может быть различным, а напряжение на входе детектора должно быть постоянным. Поэтому в приемник обычно вводят регулировку усиления.

Все выше перечисленные операции реализуются в приемниках прямого усиления и в приемниках супергетеродинного типа [2].

4.2.2. Коэффициент шума

Чувствительность приемника - способность принимать слабые сигналы - в значительной мере определяется собственными шумами радиоприемника. При этом вклад различных элементов схемы в суммарные выходные шумы приемника зависит как от шумовых свойств элементов, места их включения, так и распределения усиления и избирательности в радиотракте. Целью представленного материала является анализ основных шумов в приемнике, определение степени влияния элементов и структуры трактов РПУ на стандартную чувствительность приемника.

Основными источниками шумов в РПУ являются:

- тепловые шумы резистивности. Они возникают вследствие хаотического движения электрически заряженных частиц проводящего вещества (резистивности), что создает случайные электрические колебания, затрудняющие различимость полезного сигнала, передаваемого через резистивность;

- шумы параллельного контура. Их причиной служит комплексный характер сопротивления (проводимости) контура, которое зависит от частоты настройки;

- шумы электронных ламп. Они возникают вследствие непостоянства эмиссии катода, а также обуславливаются входным сопротивлением лампы;

- шумы транзисторов. Данные шумы являются следствием тепловых шумов распределенных активных сопротивлений базы и коллектора;

- флуктуации эмиттерного и коллекторного токов (дробовые шумы), а также перераспределения токов между электродами транзистора (шумы перераспределения);

- шумы антенны. На выходе приемной антенны действуют тепловые шумы сопротивления потерь антенны и шумы, возникающие в ней вследствие приема шумовых излучений окружающей среды: атмосферы, космоса, Земли и других источников.

Шумовые свойства отдельных трактов и радиоприемника в целом можно охарактеризовать понятием «коэффициент шума» N , которое отражает шумовые свойства четырехполосников.

Коэффициент шума линейного тракта приемника может быть определен, если представить его в виде системы шумящих четырехполосников. Определив коэффициенты шума каждого четырехполосника, можно оценить шумовые параметры РПУ в целом и определить степень влияния каждого из каскадов приемника на общий коэффициент шума.

Под коэффициентом шума понимается число, показывающее, во сколько раз ухудшается соотношение сигнал/шум по мощности на выходе четырехполосника по сравнению с его входом:

$$N = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{\text{ВЫХ}}}{\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{\text{ВХ}}}.$$

Следует различать коэффициент шума собственно входного устройства $N_{\text{вх}}$ и коэффициент шума входного устройства и первого каскада приемника (УВЧ), определяемый совместно - N . Поэтому сначала определим N обоих каскадов совместно как более общий случай, а затем в качестве частного случая определим коэффициент шума собственно входного устройства.

Несмотря на различие схем связи входного устройства с антенной и входом первого каскада приемника, обобщенную эквивалентную схему можно представить в виде, представленном на рисунке 6.

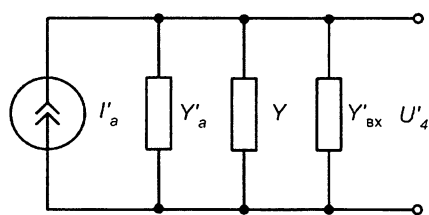


Рис.6. Обобщённая эквивалентная схема

Схема содержит антенну как источник сигнала с проводимостью Y'_a , резонансную систему, представленную эквивалентной проводимостью Y , первый каскад, представленный входной проводимостью $Y'_{\text{вх}}$.

Следовательно, при расчете коэффициента шума необходимо учесть:

- шумы антенны;
- шумы собственно входного устройства;
- шумы первого каскада УВЧ, пересчитанные на его вход.

Коэффициент шума собственно входного устройства, представляющего собой пассивный четырехполюсник, обратно пропорционален коэффициенту передачи по мощности $K_{\text{вх}}$.

$$N_{\text{вх}} = \frac{1}{K_{\text{вх}}}$$

Для уменьшения коэффициента шума $N_{\text{вх}}$ следует стремиться к увеличению коэффициента передачи по мощности во входных цепях приемника.

Коэффициент шума первого каскада приемника (УВЧ) является паспортной величиной или определяется по величинам $T_{ш}$ (температурой шума) следующим образом. Из определения коэффициента шума

$$N_1 = \frac{P_{шввых}}{K_1 * P_{шс}} = \frac{P_{шввыхс} + P_{шввыхсоб}}{P_{шввыхс}} \quad \text{или} \quad N_1 = \frac{P_{швхс} + P_{швхсоб}}{P_{швхс}} = 1 + \frac{T_{ш}}{T} = 1 + t_{ш}.$$

Для снижения коэффициентов шума входного устройства и первого каскада приемника N_1 необходимо:

- выбирать электронные приборы с возможно меньшими значениями относительной температуры шума $t_{ш}$ и сопротивления шума $R_{ш}$;
- выбирать соответствующие коэффициенты трансформации, характеризующие связь АФС с входным устройством и первым каскадом.

Коэффициент шума радиоприемного устройства

При определении качественных показателей РПУ было отмечено, что чувствительность приемников зависит как от уровня собственных шумов, так и от усиления приемника. Причем каждый из каскадов усиления вносит свой определенный вклад в общий коэффициент шума РПУ (рисунок 7).

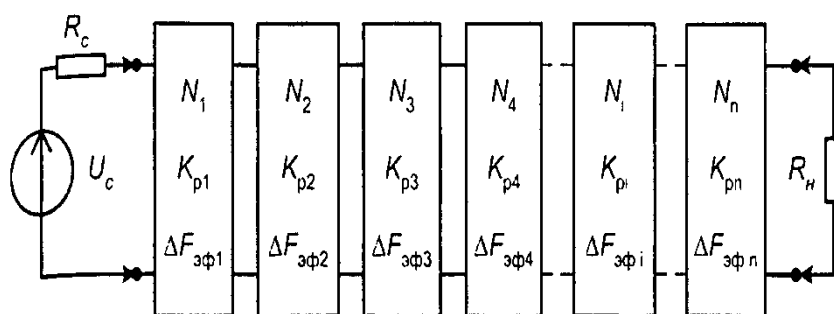


Рис.7

Определим общий коэффициент шума этого многокаскадного усилителя $N_{общ}$ при известных величинах коэффициента шума N_i , коэффициента усиления по мощности K_{pi} , эффективной шумовой полосы $\Delta F_{эф i}$ каждого

из n каскадов в предположении линейности всей системы в целом (т.е. для линейного тракта приемника).

Под коэффициентом шума n -каскадной схемы, как и одного каскада, понимается отношение суммарной мощности шума на выходе $P_{\text{ш.вых}}$ обусловленной шумами от источника сигнала и всех последующих каскадов, к мощности шумов только источника сигнала, усиленных в данной системе, т.е.

$$N_{\text{общ}} = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{K_{\text{робщ}} * P_{\text{с.ш.}}}$$

Учитывая, что мощность шумов на выходе системы можно представить в виде суммы шумов источника сигналов, усиленных в данной схеме, и собственных шумов этой же последовательности каскадов, выражение примет вид:

$$N_{\text{общ}} = \frac{P_{\text{с.ш.}} * K_{\text{робщ}} + P_{\text{с.ш.общ}}}{P_{\text{с.ш.}} * K_{\text{робщ}}} = 1 + \frac{P_{\text{с.ш.общ}}}{P_{\text{с.ш.}} * K_{\text{робщ}}},$$

$P_{\text{с.ш.}} = kT_0 \Delta F_{\text{эф.общ}}$ - мощность шума согласованного источника сигнала U_c (т.е. для которого внутреннее сопротивление источника равно входному сопротивлению первого каскада); $K_{\text{робщ}} = \prod_{i=1}^n K_{pi}$ - общий коэффициент усиления схемы по мощности; $\Delta F_{\text{эф.общ}}$ - общая эффективная шумовая полоса, формируемая всеми n каскадами.

Мощность собственных шумов $P_{\text{с.ш.общ}}$ на выходе n -го каскадного усилителя определяется из выражения:

$$P_{\text{с.ш.общ}} = P_{\text{с.ш.}} * K_{\text{робщ}} (N_{\text{общ}} - 1).$$

Мощность собственных шумов i -го каскада при известном коэффициенте шума N_i определяется выражением:

$$P_{\text{с.ш.}i} = kT_0 \Delta F_{\text{эф}i} * (N_i - 1).$$

Этот i -й каскад вкладывает в суммарный выходной шум мощность

$$P_{\text{ш.вых.}i} = kT_0 \Delta F_{\text{эф}(i-n)} * (N_i - 1) * \prod_{i=1}^n K_{pi}$$

где $\Delta F_{\text{эф}(i-n)}$ - эффективная шумовая полоса, формируемая с i -го по n -й каскад.

Учитывая, что общая эффективная шумовая полоса приемника определяется последними узкополосными каскадами, можно считать, что

$$\Delta F_{\text{эф}(i-n)} = \Delta F_{\text{эф.общ.}}$$

Из выражения видно, что чем ближе ко входу приемника находится каскад, тем больше вклад его шумов в суммарный выходной шум (его будут усиливать большее количество последующих каскадов). С учетом этого суммарные собственные шумы равны:

$$P_{\text{с.ш.общ}} = \sum_{i=1}^n P_{\text{ш.вых.}i} = kT_0 \Delta F_{\text{эф.общ}} * \sum_{i=1}^n (N_i - 1) \prod_{i=1}^n K_{pi}.$$

Коэффициент шума радиоприемного устройства равен:

$$N_{\text{общ}} = 1 + \frac{kT_0 \Delta F_{\text{эф.общ}} * \sum_{i=1}^n (N_i - 1) \prod_{i=1}^n K_{pi}}{kT_0 \Delta F_{\text{эф.общ}} \prod_{i=1}^n K_{pi}}$$

$$N_{\text{общ}} = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{N_3 - 1}{K_{p1} * K_{p2}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{p1} * K_{p2} \dots K_{pn}}.$$

Из анализа выражения следует, что коэффициент шума многокаскадной системы в первую очередь определяется коэффициентом шума первого каскада. Каждый последующий каскад влияет на общую величину коэффициента шума тем меньше, чем дальше от входа он отстоит и чем большее усиление по мощности имеют предшествующие ему каскады.

Используя полученное выражение, нетрудно определить коэффициент шума линейного тракта радиоприемного устройства.

Представим его в следующем виде. Первые два каскада: антенный фидер и входное устройство - пассивные четырехполосники. Для них коэффициент шума обратно пропорционален коэффициенту передачи по мощ-

ности. Следовательно, общий коэффициент шума первых двух пассивных элементов приемника равен:

$$N_{\phi} + \frac{N_{\text{вх}} - 1}{K_{p\phi}} = \frac{1}{K_{p\phi}} + \frac{\frac{1}{K_{p\text{вх}}} - 1}{K_{p\phi}} = \frac{1}{K_{p\phi} * K_{p\text{вх}}}.$$

Последний n -й каскад - это усилитель тракта ОПЧ. Детекторы включать в анализируемую схему нельзя, так как это нелинейные устройства и к ним не применим принцип суперпозиции, который используется при выведении формулы общего коэффициента шума.

Тогда общий коэффициент шума линейного тракта радиоприемного устройства:

$$N_{\text{общ}} = N_{\phi} + \frac{N_{\text{вх}} - 1}{K_{p\phi}} + \frac{N_1 - 1}{K_{p\phi} * K_{p\text{вх}}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{p\phi} * K_{p\text{вх}} * K_{p1} * \dots * K_{p(n-1)}},$$

$$N_{\text{общ}} = \frac{1}{K_{p\phi} * K_{p\text{вх}}} \left(N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{N_3 - 1}{K_{p1} * K_{p2}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{p1} * K_{p2} * \dots * K_{p(n-1)}} \right).$$

Из этого выражения следует, что для уменьшения коэффициента шума необходимо:

- увеличивать коэффициент передачи по мощности фидера и входного устройства, т.е. уменьшать затухание в этих каскадах;
- уменьшать коэффициенты шума и увеличивать коэффициенты передачи по мощности первых каскадов приемника, которыми будут каскады УВЧ преселектора.

При непосредственном подключении антенны ко входу радиоприемника величина $K_{p\phi} = 1$ и выражение для $N_{\text{общ}}$ примет вид:

$$N_{\text{общ}} = \frac{1}{K_{p\text{вх}}} \left(N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{N_3 - 1}{K_{p1} * K_{p2}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{p1} * K_{p2} * \dots * K_{p(n-1)}} \right).$$

Этим выражением определяет коэффициент шума собственно радиоприемника.

Итак, коэффициент шума РПУ при достаточно большом коэффициенте усиления первого каскада определяется шумами входного устройства и первого каскада приемника. Однако, коэффициент шума радиоприемника, а, следовательно, и его чувствительность, определяется главным образом входным устройством и первым каскадом приемника только при условии, что коэффициенты передачи по мощности первого и последующих каскадов достаточно велики [2].

4.2.3. Чувствительность радиоприемника

Чувствительность радиоприемного устройства есть мера его способности по приему слабых сигналов и воспроизведению их с достаточной силой и приемлемым качеством.

Количественно чувствительность оценивается наименьшей величиной электродвижущей силы, мощности или удельной мощности в антенне, при которых обеспечиваются нормальные значения напряжения или мощности на выходе и необходимое соотношение сигнал/шум (при заданных параметрах модуляции радиосигнала). Невыполнение любого из этих условий не позволит осуществить прием слабых сигналов.

Критерий точности воспроизведения сообщения зависит от вида принимаемого сигнала. При слуховом приеме телеграфных и телефонных сообщений таким критерием обычно служит уровень сигнала на выходе приемника $U_{с.вых}$ и отношение сигнала к напряжению помехи $(U_c/U_{п})_{вых}$ также на выходе приемника.

В общем случае напряжение помехи на выходе приемника зависит как от его структуры и параметров каскадов, определяющих уровень собственных шумов приемника, так и уровня внешних помех.

При приеме дискретных сообщений для оценки точности обычно используют вероятность воспроизведения «1», когда передавался «0» и наоборот.

Итак, чем меньше уровень сигнала в антенне необходим для обеспечения заданных $U_{с.вых}$ и $(U_c/U_n)_{вых}$ на выходе приемника, тем лучше (выше) его чувствительность. Она в основном ограничивается двумя факторами:

- усилением приемника, т.е. необходимостью получения на его выходе требуемого $U_{с.вых}$;
- собственными шумами приемника, т.е. необходимостью получения требуемого отношения $(U_c/U_n)_{вых}$.

Первое требование в современных профессиональных приемниках реализуется легко, поскольку в супергетеродине можно получить практически любой коэффициент усиления. Поэтому основное внимание в дальнейшем уделим анализу с точки зрения обеспечения заданного выходного отношения сигнал/шум.

Необходимость этого при определении чувствительности обусловлена следующим. Если чувствительность определять только как наименьшую ЭДС или мощность, требуемые для обеспечения на выходе приемника заданного напряжения или мощности, то может показаться, что, увеличивая усиление в приемнике, можно неограниченно улучшать его чувствительность, делая его способным принимать все более слабые сигналы. Однако бесконечно увеличивать усиление в радиотракте нельзя, поэтому чувствительность ограничена усилением.

Следовательно, для улучшения чувствительности необходимо не только достаточное усиление, но и низкий уровень собственных шумов. Для подтверждения этого рассмотрим прием сигнала при воздействии помех. Если сигнал значительно превышает уровень помех, то он достаточно легко воспроизводится. Однако, если уровни сигнала и помехи соизмеримы, то сигнал может быть и не принят. При этом увеличение усиления радиотракта уже не приведет к увеличению чувствительности, поскольку будут одновременно усиливаться и сигнал, и помеха. В этом случае наименьший уро-

вень сигнала, который может быть принят, определяется не усилением, а уровнем помех. Следовательно, чувствительность ограничена уровнем помех. Помехи в радиоприемнике бывают внешними и внутренними. Если даже предположить, что внешние помехи отсутствуют, то на выходе приемника всегда присутствуют внутренние помехи, определяемые в основном его флуктуационными шумами. Таким образом, предел чувствительности ограничивается уровнем внутренних шумов. Чувствительность, ограниченная внешними помехами, мало зависит от свойств приемника и фактически определяется уровнем внешних помех. Внутренние шумы зависят от свойств самого приемника, поэтому чувствительность, ограниченная внутренними шумами, является параметром собственно приемника.

Таким образом, численное значение чувствительности РПУ зависит от способа измерений.

Чувствительность приемника в единицах электродвижущей силы оценивается наименьшей величиной ЭДС сигнала в антенне, обеспечивающей заданный уровень сигнала и необходимое соотношение сигнал/шум на выходе.

Чувствительность линейного тракта приемника определяется исходя из следующего.

Номинальная мощность сигнала в антенне, определяемая свойствами антенны как источника ЭДС, $P_a = \frac{E_a^2}{4R_a}$, где R_a - активная составляющая сопротивления антенны. Отсюда ЭДС в антенне при известной величине R_a выразится в виде:

$$E_a = \sqrt{4R_a * P_a}.$$

Если учесть значение реальной чувствительности в единицах мощности, приведенное в формуле, то реальная чувствительность приемника в единицах ЭДС с учетом шумов от внешних источников

$$E_a = \sqrt{4R_a * kT_0 * \Delta F_{\text{эф.общ}} * (N_{\text{общ}} + t_a - 1) * \gamma}$$

При измерениях с эквивалентом антенны, т.е. без учета шумов внешних источников ($t_a = 1$) стандартная чувствительность будет равна

$$E_a = \sqrt{4R_a * kT_0 * \Delta F_{\text{эф.общ}} * N_{\text{общ}} * \gamma}.$$

Полученное соотношение дает возможность оценить чувствительность приемника в единицах ЭДС лишь в том случае, если заданы полоса пропускания и сопротивление антенны. В этом существенное неудобство способа задания чувствительности в единицах ЭДС.

На практике часто пользуются понятием *пороговой чувствительности*, которая определяется как номинальная мощность сигнала в антенне, при которой на выходе линейной части приёмника мощность сигнала равна мощности шумов. Под номинальной мощностью сигнала понимается его мощность при условии согласования антенны со входом приёмника, т.е. минимальная мощность.

$$P_{\text{пор}} = P_{\text{с.ш.}} = kT_0 \Delta F_{\text{эф.общ}} N_{\text{общ}}.$$

Здесь $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Вт}/(\text{Гц} \cdot \text{К})$ – постоянная Больцмана, T_0 – стандартная температура (обычно задаётся 290К).

Выражение для реальной чувствительности для цифровых систем связи часто записывают с учетом конкретных видов принимаемых сигналов и методов приема, так как детектор как нелинейный элемент изменяет отношение полезного сигнала к шуму на своем выходе по сравнению с таким же отношением на входе. Тогда чувствительность определяется требуемым отношением сигнал/шум ($SNR_{\text{треб}}$) на входе демодулятора для достижения заданной вероятности битовой ошибки и уровнем собственных шумов приёмника:

$$P_{\text{пор}} = SNR_{\text{треб}} P_{\text{с.ш.}} = SNR_{\text{треб}} kT_0 W N_{\text{общ}}. \quad (5)$$

Здесь уже вместо $\Delta F_{\text{эф.общ}}$ используется частотная полоса сигнала.

Следовательно, одним из важнейших направлений улучшения чувствительности РПУ является снижение порогового отношения сигнал/шум за счет совершенствования методов модуляции и демодуляции сигналов и разработки помехоустойчивых демодуляторов [2].

5. Модели распространения радиоволн

В настоящее время наблюдается интенсивное развитие беспроводных технологий передачи информации. Существующие системы беспроводной передачи успешно соперничают по скорости передачи с проводными системами, которые традиционно считались более высокоскоростными и обладающими большей достоверностью передачи информации, нежели системы радиосвязи. Во многом такое «второе дыхание» радиосвязи стало возможно благодаря двум факторам: с одной стороны, это развитие научно-методического аппарата, позволяющего проводить соответствующие расчеты, а с другой – возможность технической реализации данных методик.

Общей чертой современных методик расчета зон покрытия базовых станций сетей подвижной радиосвязи является использование оценки значений напряженности поля сигнала в любой точке пространства в пределах всей зоны покрытия. Эти методы можно разделить на два типа: статистические и детерминированные методы. Рассмотрим их характерные особенности.

В соответствии со статистическими методами прогноза зона покрытия моделируется кругом, радиус которого обеспечивает качественную связь на его границе. Другим вариантом данного подхода является определение границы зоны покрытия как совокупности точек, удаленных по азимутальным углам до достижения в них показателями качества своих предельных значений. В этом случае обычно образуется зона покрытия в форме звезды. В настоящее время существует большое количество методик прогноза зон по-

крытия на основе различных статистических моделей предсказания потерь распространения сигналов (Дж. Окамуры и М. Хата, К. Олсбрука и Дж. Парсонсона, и др.).

Статистические методы базируются на статистической обработке результатов измерений уровня напряженности электромагнитного поля (ЭМП) при различных параметрах линий связи. В соответствии с полученными результатами осуществляют построение семейств эмпирических кривых изменения уровня напряженности ЭМП в точке приема в зависимости от расстояния между передатчиком и приемником. При этом кривые нормируются относительно установленных международным консультативным комитетом по радиосвязи величин эффективно излучаемой мощности и высот антенн передатчика и приемника. Пересчет результатов для других значений параметров радиолиний осуществляется с помощью математических преобразований.

Эмпирические кривые рекомендованные [6] относятся к наземным и морским трассам. Кривые наземных трасс были подготовлены на основе данных, полученных, главным образом, в умеренном климате, характерном для Европы и Северной Америки. Кривые трасс, проходящих над морем, были подготовлены по данным, полученным, главным образом, в регионах Северного (холодное море) и Средиземного (теплое море) морей.

Большинство измерений относится к расстояниям менее 500 км, поэтому результаты, даваемые этими кривыми на больших расстояниях, менее надежны.

Все эти данные получены на основе долгосрочных наблюдений (в течение нескольких лет) и могут рассматриваться как репрезентативные данные для усредненных климатических условий. Однако следует отметить, что для коротких периодов времени (например, для нескольких часов или

даже дней) напряженности поля могут значительно отличаться от тех, что представлены этими кривыми.

Кривые распространения показывают медианные значения напряженности поля, воздаваемые источником мощностью в 1 Вт излучаемой полуволновым диполем для различных мест (в пределах любой зоны, приблизительно 200х200 м) и для различного процента времени (50%, 10%, 5%, 1%). Они соответствуют высоте приемной антенны - 10 м и различным высотам передающей антенны. Кривые распространения даны для эффективных высот передающей антенны от 37,5 до 1200 м, где каждое последующее значение эффективной высоты равно удвоенному предыдущему. Для значений эффективной высоты антенны (ЭВА), отличных от рассмотренных, должна применяться линейная интерполяция двух кривых, соответствующих эффективным высотам непосредственно выше и ниже рассматриваемого значения.

В статистических методах, хотя рельеф и считается некоторой случайной функцией, но для его описания используются не законы распределения, а некоторые статистические параметры: эффективная высота антенны передатчика и параметр пересеченности рельефа.

Наиболее крупным исследованием в области эмпирических методов является работа Окамуры и ряда соавторов [3]. Метод Окамуры основывается на экспериментальных данных, собранных в большом количестве измерений уровня напряженности ЭМП в диапазоне 20...2000 МГц на земной поверхности с различной степенью шероховатости (неровности). Этот метод разрабатывался с учетом вертикальной поляризации радиосигналов. В дополнение к нормированному основному ослаблению радиоволн при распространении над квазигладкой поверхностью используются корректирующие коэффициенты для различных высот антенн, степеней неровности рельефа и типов окружающих местных предметов. В методе Окамуры чис-

ло типов местности ограничивается следующими градациями: город, пригород, квазиоткрытая и открытая местность. Предусмотрены также специальные корректирующие коэффициенты для учета влияния "отдельно стоящей горы" и "общего наклона трассы".

Таким образом, основной недостаток статистических методов расчета заключается в весьма приближенном представлении информации о реальной форме рельефа и объектов местности. Практически все статистические методы в общем случае позволяют рассчитать статистический радиус зоны покрытия базовой станции. Однако реально величина напряженности электромагнитного поля распределена по зоне обеспечения крайне неравномерно и в принципе может иметь сильно изрезанную границу, и, следовательно, достаточно условный радиус. Кроме этого имеющиеся методы основываются на измерениях, осуществленных в основном зарубежными специалистами, поэтому применение их результатов к рельефу нашей страны дает дополнительные погрешности, достигающие 15–22 дБ.

Вторая категория, так называемые детерминированные методы учета влияния рельефа, включают модели, основанные на теории геометрической оптики (ТГО) и теории дифракционного распространения радиоволн. Методы, основанные на положениях дифракционного распространения радиоволн, предусматривающие проверку наличия прямой видимости между антеннами корреспондентов, известны достаточно давно. Однако их применение ограничивается рядом факторов. Прежде всего, это достаточно высокий диапазон рабочих частот, с тем чтобы радиоволны обладали незначительной дифракционной способностью (как правило, более 1 ГГц). Во-вторых, это требования к точности прогнозирования вероятности электромагнитной доступности (Рэмд). Самые простые методы дифракционного распространения радиоволн позволяют получить вероятность электромагнитной доступности в виде бинарного соотношения "да" ($R_{эмд} = 1$) или

"нет" ($R_{\text{эмд}} = 0$). Такой подход очевидно наиболее эффективен для оперативного предварительного анализа трасс распространения радиоволн. Данный анализ позволяет за короткое время при помощи простого алгоритма оценить большое количество точек приема сигнала и считать "закрытые" точки подозрительными на отсутствие связи требуемого качества. При этом совпадение оценочного анализа $R_{\text{эмд}}$ методами ТГО и их реальных величин увеличивается по мере повышения рабочих частот. В теории дифракционного распространения радиоволн реальную местность пытаются заменить некоторыми аналогами: при решении интерференционных задач - отражающая поверхность замещается плоскостью, выпуклой или шероховатой поверхностью, а при решении дифракционных задач препятствия аппроксимируются полусферой, параболическим цилиндром, клином (полуплоскостью).

Основным классификационным признаком в данной категории методов является тип геометрической фигуры, используемой для аппроксимации препятствий.

Вышеуказанные методы позволяют учитывать влияние рельефа наиболее точно, но требуют определения значительного числа исходных данных и значительных вычислительных затрат. Наиболее сложным этапом расчетов, от которого в значительной мере зависит точность конечного результата, является определение параметров аппроксимирующей препятствие поверхности, в частности, определение радиуса полусферы. В этой связи можно также выделить методы, различающиеся по способам определения параметров поверхностей. Учитывая изложенные трудности, методы расчета затухания, рассматривающие механизм дифракции на выпуклых препятствиях используют, как правило, при планировании интервалов фиксированных служб радиосвязи (например, радиорелейных линий различного назначения).

В настоящее время широко распространены методы расчета ослабления радиоволн с учетом дифракции на нескольких препятствиях представленных в виде непрозрачных клиньев. Различия рассматриваемой подгруппы методов заключаются, главным образом, в количестве учитываемых клиньев и способах определения их параметров, но в основе лежит интеграл Френеля заимствованный из теории геометрической оптики. Данные методы позволяют получить результат с удовлетворительной для практики точностью сравнительно быстро при использовании минимального числа исходных данных. Поэтому данные методы часто используются для прогнозирования территории покрытия при планировании зонных сетей связи.

Следует отметить, что актуальность детерминированных методов учета влияния рельефа возрастает с увеличением номинала анализируемой рабочей частоты, так как при этом резко возрастает экранирующее действие препятствий. Некоторые авторы для повышения адекватности расчетных величин уровня напряженности ЭМП реальной окружающей обстановке в дополнение к рассматриваемым методам используют эмпирические корректирующие коэффициенты. С целью упрощения расчета ослабления радиоволн сложный профиль поверхности обычно представляют в виде совокупности идеализированных округленных препятствий или полуплоскостей, а затем для каждого типа интервала производится расчет по отдельному алгоритму.

Основной причиной замираний радиоволн являются переотраженные радиоволны от неоднородностей диэлектрической проницаемости воздуха и изменение рефракции в приземном слое атмосферы. Из-за случайного характера изменений метеорологических условий глубина, продолжительность и скорость замираний являются вероятностными величинами. При

расчете интервалов радиосвязи в УКВ диапазоне используется так называемая функция распределения ослабления радиоволн.

Одной из важнейших характеристик распространения радиосигнала является его затухание в канале связи. Затухание L определяется как отношение передаваемой мощности сигнала к принимаемой и выражается в дБ как положительная величина.

Затухание сигнала $L(d)$ рассчитывается исходя из модели распространения радиоволн.

5.1. Модель распространения радиосигнала в свободном пространстве

При распространении радиосигнала в свободном пространстве мощность на выходе приемной антенны удобно выразить как функцию от расстояния до передающей антенны $P_r(d)$. Выражение для вычисления мощности сигнала на выходе приемной антенны:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_r G_t \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}.$$

Выражение называют уравнением свободного пространства. Расстояние d должно быть достаточно большим и не может принимать значение $d = 0$. При использовании уравнения предполагается, что приемная антенна находится от передающей на расстоянии $d \geq d_0$, которое соответствует дальней зоне (зона Фраунгофера).

Уравнение свободного пространства часто выражается по отношению к точке отсчета d_0 , находящейся в зоне Фраунгофера:

$$P_r(d) = P_r(d_0) \left(\frac{d}{d_0} \right)^2.$$

В качестве значения d_0 принято выбирать: 1 м – для помещений, 100 м или 1 км – для открытой местности.

Для свободного пространства затухание (единица измерения дБ) в зоне Фраунгофера определяется выражением ($G_r = G_t = 1$):

$$L_{\text{сп}}(d) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = 20 \log 4\pi - 20 \log \lambda + 20 \log d$$

$$= -147.56 + 20 \log f + 20 \log d.$$

5.2. Распространение радиосигнала в реальных условиях

В реальных условиях распространения радиосигнала на местности величина затухания зависит от комплекса факторов, определяющих характер распространения радиоволн. К ним относятся:

- отражение сигнала от объектов, имеющих размеры, превосходящие длину радиоволны;
- дифракция радиоволн, для которой характерно преломление радиосигнала на пути распространения;
- рассеивание радиосигнала, которое происходит при наличии на местности большого числа объектов, размером меньше длины радиоволны (например, лиственные деревья);
- эффект Доплера, имеющий место при перемещении подвижного объекта.

Согласно эмпирическим данным среднее значение затухания растет прямо пропорционально степени α расстояния:

$$\overline{L(d)} \sim d^\alpha,$$

где α – экспонента затухания, определенная экспериментально и лежащая в пределах от 2 до 6 в зависимости от характера местности.

Аналогично, среднее значение уровня сигнала на выходе приемной антенны обратно пропорционально экспоненте затухания:

$$\overline{P_r(d)} \sim d^{-\alpha}.$$

При определении α результаты экспериментов, как правило, усредняют по множеству реализаций на окружности с радиусом d от передающей антенны.

Среднее затухание реального канала связи в дБ можно грубо оценить, как

$$\overline{L(d)} = \overline{L(d_0)} + 10\alpha \log(d/d_0).$$

Аналогично среднее значение уровня сигнала на выходе приемной антенны

$$\overline{P(d)} = \overline{P(d_0)} + 10\alpha \log(d/d_0).$$

Данные выражения не учитывают того, что параметры среды могут быстро изменяться между измерениями. Теоретические и экспериментальные исследования показали, что величина ослабления мощности в радиоканале описывается нормально-логарифмическим законом [11]:

$$\begin{aligned}\overline{L(d)} &= \overline{L(d_0)} + 10\alpha \log(d/d_0) + X_\sigma, \\ \overline{P_R(d)} &= P_t(d) - \overline{L(d)}\end{aligned}$$

Формула может быть использована для расчета поля в реальных системах связи при наличии случайных ослабляющих сигнал факторов. Величина X_σ , как и α , обычно определяются из экспериментальных исследований.

Так как величина ослабления мощности в радиоканале является случайной величиной с нормальным распределением от расстояния. Для определения вероятности того, что принятый сигнал будет выше или ниже некоторого уровня, соответствующего определенному критерию, применяется функция $Q(x)$:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{z^2}{2}} dz,$$

при условии $Q(x) = 1 - Q(-x)$.

Вероятность того, что принятый сигнал будет выше некоторой заданной величины ρ , вычисляется из функции плотности вероятности

$$P(P_R(d) > \rho) = Q\left(\frac{\rho - \overline{P_R(d)}}{\sigma}\right).$$

Аналогично вероятность того, что принятая мощность будет меньше некоторого порога:

$$P(P_R(d) < \rho) = Q\left(\frac{P_R(d) - \rho}{\sigma}\right).$$

5.2.1. Двухлучевая модель распространения радиосигнала

Для подвижных систем связи описание распространения радиосигнала вдоль земной поверхности может быть упрощено двухлучевой моделью (рисунок 8).



Рис. 8. Двухлучевая модель распространения радиосигнала

Модель двухлучевого распространения сигнала применяется тогда, когда передающая и приемная антенны подняты над землей и разнесены на расстояние, превышающее десятки длин волн [7]. Как видно из рисунка, в условиях прямой видимости в точку приема попадают два сигнала двумя различными путями: прямой сигнал проходит расстояние R_0 , а сигнал, отраженный от земной поверхности, которая предполагается идеально плоской, - расстояние $R_1 + R_2$, где высоты передающей и приемной антенн обозначены через h_t и h_r . В силу своей простоты достаточно широкое применение получила модель для идеальной отражающей поверхности. Для идеальной отражающей поверхности коэффициент отражения Френеля предполагается равным -1. В реальных условиях такую аппроксимацию можно использовать, когда угол скольжения достаточно мал. Также предполагается, что амплитуды отраженного и прямого сигналов равны, хотя в действительности амплитуда отраженного сигнала всегда немного меньше.

Тогда сумма прямого и отраженного сигналов в точке приема может быть представлена выражением:

$$S(t) = S_0(t) \left(1 - e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta} \right), \quad \Delta = (R_1 + R_2) - R_0.$$

Здесь Δ - разность хода лучей.

Для мощности принятого сигнала можно записать

$$P_r = P_0 \left(1 - e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta} \right)^2 = 4P_0 \left(\sin \frac{\pi}{\lambda} \Delta \right)^2,$$

где P_0 - мощность прямого сигнала на входе приемника.

Разность хода можно переписать через известные параметры системы:

$$\Delta = (R_1 + R_2) - R_0 \approx \frac{(h_t + h_r)^2 - (h_t - h_r)^2}{2d} = \frac{2h_t h_r}{d}.$$

Тогда результирующая мощность сигнала в точке приема:

$$P_r = 4P_0 \left(\sin \left(2\pi \frac{h_t h_r}{\lambda \cdot d} \right) \right)^2.$$

Мощность сигнала прямого луча находится в соответствии с законом затухания в свободном пространстве:

$$P_0 = P_t G_t G_r (\lambda / 4\pi d)^2.$$

Следовательно, мощность принятого сигнала в рамках двулучевой модели для плоской земли и идеальной отражающей поверхности будет определяться следующим выражением:

$$P_r = 4P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \cdot \left(\sin \left(2\pi \frac{h_t h_r}{\lambda \cdot d} \right) \right)^2 = 4P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \cdot g(d).$$

Функцию $g(d) = \left(\sin \left(2\pi \frac{h_t h_r}{\lambda \cdot d} \right) \right)^2$ принято называть функцией ослабления земли или интерференционным множителем ослабления. В поведении этой функции можно выделить две области: область интерференции прямого и отражённого сигнала, где мощность принятого сигнала имеет колебательный характер, и область регулярного затухания сигнала, где мощность сигнала непрерывно уменьшается с расстоянием. Граница между

этими областями принимается на расстоянии, где наблюдается первый максимум данной функции, если рассматривать в направлении уменьшения d . Это условие выполняется, когда аргумент синуса $2\pi \frac{h_t h_r}{\lambda \cdot d}$ равен $\pi/2$. Граница между указанными областями $d_{гр} = \frac{4h_t h_r}{\lambda}$.

Когда расстояние до приемника значительно больше $d_{гр}$, аргумент синуса становится намного меньше единицы. При малых значениях аргумента синус можно аппроксимировать линейной функцией $g(d) = \left(2\pi \frac{h_t h_r}{\lambda \cdot d}\right)^2$ и получить выражение для мощности принятого сигнала, называемое формулой Б.А. Введенского:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{h_t h_r}{d^2}\right)^2.$$

Данное выражение справедливо для расстояний $d_{гр} < d < d_{пв}$, где $d_{пв}$ - расстояние прямой видимости, которое зависит от высот передающей и приёмной антенн и определяется соотношением:

$$d_{пв}(\text{км}) = 3,57 \left(\sqrt{h_t(\text{м})} + \sqrt{h_r(\text{м})}\right).$$

Для реальной плоской подстилающей поверхности множитель ослабления рассчитывается по формуле:

$$g(d) = \sqrt{1 + R^2 + 2R \cos\left(\frac{4\pi h_t h_r}{\lambda \cdot d} + \theta\right)},$$

где R - модуль коэффициента отражения, θ - фаза коэффициента отражения в радианах. Тогда мощность принятого сигнала с учетом влияния земли

$$P_r = 4P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \sqrt{1 + R^2 + 2R \cos\left(\frac{4\pi h_t h_r}{\lambda \cdot d} + \theta\right)}.$$

Коэффициент затухания для рассмотренной модели будет определяться (в дБ) выражением:

$$L(d) = L_{сп}(d) - 6,02 - 10 \log g(d).$$

5.2.2. Модель Окамуры

Модель, предложенная Окамурой, основана на результатах экспериментальных исследований и по сравнению с двухлучевой моделью позволяет более точно предсказывать среднее значение затухания радиосигнала на относительно большом расстоянии между передающей и приемной антеннами (более 1 км).

Согласно модели Окамуры [3] среднее затухание сигнала в дБ определяется выражением:

$$L(d, f) = L_{\text{св}}(d, f) + A(f, d) - H(h_t) - H(h_r) - C.$$

Здесь $A(f, d)$ – слагаемое, характеризующее увеличение затухания в городе относительно затухания в свободном пространстве при высоте антенны передатчика $h_t = 200$ м и высоте приемной антенны $h_r = 3$ м; C – фактор затухания для различных типов местности.

Коэффициенты высоты $H(h_t)$ и $H(h_r)$ для антенн базовой и абонентской станции соответственно определяются следующим образом:

$$H(h_t) = 20 * \log \frac{h_t}{200} \quad \text{при} \quad 100 > h_t > 10$$

$$H(h_r) = 10 * \log \frac{h_r}{3} \quad \text{при} \quad h_r \leq 3$$

$$H(h_r) = 20 * \log \frac{h_r}{3} \quad \text{при} \quad 10 > h_r > 3$$

Составляющие для затухания $A(f, d)$ и C определяются графическим способом, используя графические зависимости, полученные Окамурой из экспериментальных данных. Для сельской местности фактор затухания C на 5 дБ меньше, чем для открытого пространства.

5.2.3. Модель Хаты

Модель Окамуры основана на графическом представлении экспериментальных данных, полученных Окамурой при измерениях уровней радиосигнала в г. Токио (Япония). Очевидно, что такая модель неудобна для вычислений с помощью ЭВМ. Для удобства ее реализации Хата предложил

эмпирическую модель описания графической информации, представленной Окамурай [10]. Следовательно, модель Хаты в виде математической записи также основана на экспериментальных данных Окамуры.

Среднее затухание радиосигнала (в дБ) в городских условиях, согласно этой модели, рассчитывается по эмпирической формуле:

$$L_r(d, f) = 69,55 + 26,16 \log f - 13,82 \log h_t - A(h_r, f) + (44,9 - 6,55 \log h_t) \log d,$$

где $f = 150 \dots 1500$ МГц – частота радиосигнала; $h_t = 30 \dots 200$ м – высота передающей антенны; $h_r = 1 \dots 10$ м – высота приемной антенны; $d = 1 \dots 20$ км – расстояние между антеннами; $A(h_r)$ – поправочный коэффициент для высоты антенны подвижного объекта, зависящий от типа местности.

Для малых и средних городов:

$$A(h_r, f) = (1,1 \log f - 0,7)h_r - (1,56 \log f - 0,8).$$

Для больших городов:

$$A(h_r) = 8,29 * [\log(1,54h_r)]^2 - 1,1 \quad \text{при } f \leq 400 \text{ МГц};$$

$$A(h_r) = 3,2 * [\log(11,75h_r)]^2 - 4,97 \quad \text{при } f \geq 400 \text{ МГц}.$$

Для пригородных городов модель уточняется:

$$L_{\text{пг}}(d, f) = L_r(d, f) - 2 \left(\log \frac{f}{28} \right)^2 - 5,4$$

Для сельской местности она имеет вид:

$$L_c(d, f) = L_r(d, f) - 4,78(\log f)^2 + 17,33 \log f - 40,94.$$

5.2.4. Модель COST231-Hata

Для диапазона частот 1,5...2 ГГц используется модель COST231-Hata, которая является модифицированным вариантом модели Хаты [10]. Формула для расчета среднего затухания в городе (в дБ):

$$L_r(d, f) = 46,3 + 33,9 \log f - 13,82 \log h_t - A(h_r, f) + (44,9 - 6,55 \log h_t) \log d + C,$$

где $A(h_r, f) = (1,1 \log f - 0,7)h_r - (1,56 \log f - 0,8)$, $C = 0$ для малых и средних городов, $C = 3$ – для больших городов. Корректировки для пригородных районов не используются. Для сельской местности поправочный коэффициент $A(h_r, f)$ такой же, что и в модели Хаты.

5.2.5. Заказные модели

Заказная модель основана на модели Хаты и позволяет ее модифицировать, т.е. методом подбора постоянных коэффициентов достигается соответствие результатов теоретических расчетов и измерений для конкретной местности. Потери для данной модели рассчитываются из соотношения:

$$L_r(d, f) = C_1 + C_2 \log f - C_3 \log h_t - A(h_r, f) + (C_4 - C_5 \log h_t) \log d,$$

где для малых и средних городов

$$A(h_r, f) = (C_6 \log f - C_7)h_r - (C_8 \log f - C_9)$$

и так далее. Аналогично подбираются коэффициенты для заказной модели в диапазоне 1,5...2 ГГц (COST231–Hata).

6. Характеристики помехоустойчивости цифровых сигналов

Мы рассмотрели, как определяются характеристики приёмопередающей аппаратуры и потери на трассе в зависимости от расстояния между передатчиком и приёмником. Данные параметры будут определять отношение сигнал/шум на входе демодулятора ($SNR_{пр}$) проектируемой системы связи (левая часть соотношения (4)).

Рассмотрим теперь, как определяется и от чего зависит требуемое соотношение сигнал/шум на входе демодулятора ($SNR_{треб}$) (правая часть соотношения (4)). Для того, чтобы получаемые соотношения содержали как можно меньшее число вторичных величин, при исследовании систем связи оперируют не отношением сигнал/шум, а величиной *отношения энергии бита к плотности мощности шума* – E_b/N_0 . Тогда

$$SNR_{\text{треб}} = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{треб}} = \left(\frac{E_b R_b}{N_0 W} \right)_{\text{треб}} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{треб}} \frac{R_b}{W}, \quad (6)$$

Здесь $(E_b/N_0)_{\text{треб}}$ – нормированное отношение энергии бита E_b к спектральной плотности мощности шума N_0 , R_b – скорость передачи данных, W – полоса сигнала.

Отношение R_b/W (бит/сек/Гц) определяет отнесенную к полосе скорость передачи и характеризует спектральную эффективность вида модуляции. Значение полосы выбирается согласно теореме Найквиста. Ширина полосы пропускания для идеального прямоугольного фильтра (и сигналов на основе ортогонального частотного мультиплексирования - OFDM) равна:

$$W = \frac{R_b}{\log_2 M} \rightarrow R_b = W \log_2 M. \quad (7)$$

При использовании кодирования и фильтров с частотной характеристикой вида «приподнятый косинус» ширина полосы задается выражением

$$W = \frac{(1 + \alpha) R_b}{R_c \log_2 M} \rightarrow R_b = \frac{R_c W \log_2 M}{1 + \alpha}. \quad (8)$$

В данных выражениях M – размер позиционности модуляции сигнала, R_c – скорость кода, α – коэффициент скругления фильтра. Из соотношений видно, что скорость передачи данных может меняться как непрерывно с изменением полосы при фиксированном числе позиций M , так и скачкообразно при изменении M в фиксированной полосе W . Также видно, что с увеличением позиционности сигнала увеличивается его спектральная эффективность.

$(E_b/N_0)_{\text{треб}}$ определяется из характеристики помехоустойчивости сигнала, которая связывает вероятность битовой ошибки сигнала BER со значением E_b/N_0 . В [5, 8] определены соотношения, связывающие вероятность битовой ошибки BER с величиной E_b/N_0 для различных видов модуляции:

$$BER = f(E_b/N_0).$$

Зная вид этой зависимости для конкретного типа сигнала и задавая BER_{max} , определяется $(E_b/N_0)_{\text{треб}}$.

В табл.1 приводятся зависимости вероятности ошибки на бит от отношения E_b/N_0 для различных видов модуляции.

Табл.1. Вероятность ошибки на бит для различных видов модуляции

Вид модуляции	BER
OOK	$Q\left(\sqrt{E_b/N_0}\right)$
M-ASK код Грея	$\frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{\log_2 M}{(M-1)^2} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right)$
BPSK	$Q\left(\sqrt{2 E_b/N_0}\right)$
QPSK код Грея	$Q\left(\sqrt{2 E_b/N_0}\right)$
M-PSK код Грея	$\frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{2 E_b \log_2 M}{N_0} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)$
FSK	$Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0} \cdot \left[1 - \frac{\sin 2\pi m}{2\pi m}\right]}\right)$
MSK	$Q\left(\sqrt{E_b/N_0}\right)$
M-MSK	$\frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left(\sqrt{\log_2 M \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right)$

QAM код Грея	<p>Для $k = \log_2 M$, k – четное:</p> $BER = \frac{2P_0 - P_0^2}{\log_2 M}$ $P_0 = \frac{2(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M}} Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M - 1} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right)$ <p>Для нечетных k:</p> $BER \leq \frac{1}{\log_2 M} \left[1 - \left(1 - 2Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M - 1} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) \right)^2 \right]$
--------------	--

Здесь $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ – интеграл ошибок, M – число позиций для многопозиционных видов модуляции, m – индекс модуляции для частотной модуляции.

Видно, что с увеличением позиционности модуляции, вероятность битовой ошибки увеличивается. Таким образом, как правило, *при увеличении спектральной эффективности энергетическая эффективность уменьшается*. Также энергетическая эффективность зависит от типа модуляции сигнала.

Для примера на рисунках 7 и 8 представлены характеристики помехоустойчивости сигналов с различным типом модуляции и различной позиционности.

7. Энергетический резерв линии связи

Перепишем теперь критерий (4) через параметры системы связи с учётом соотношений (5) и (6):

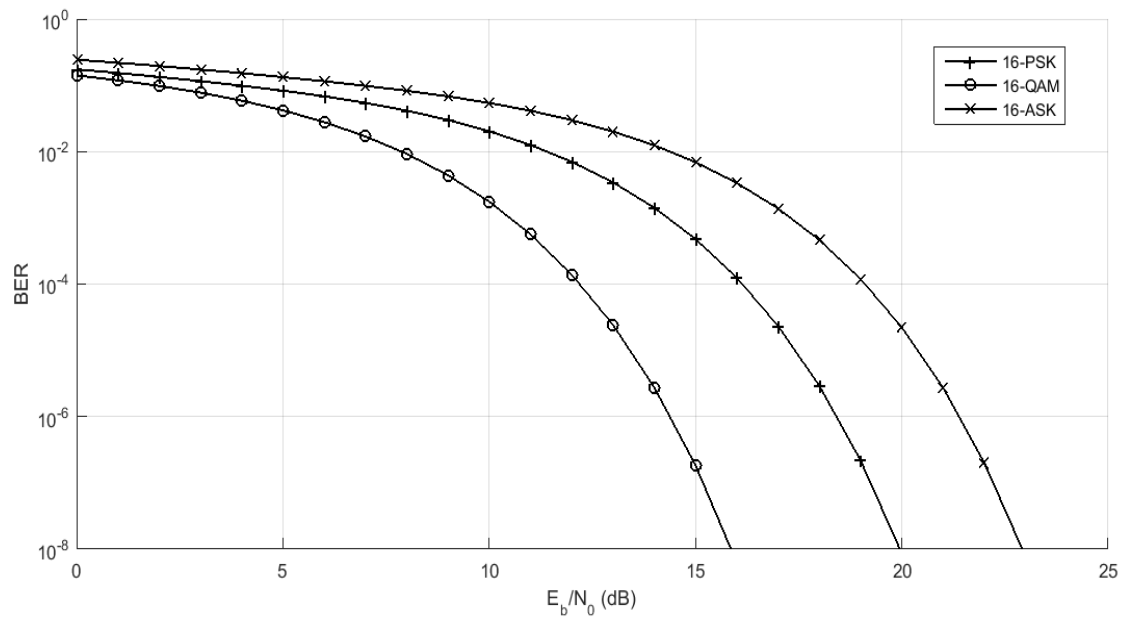


Рис.7. Сравнение энергетической эффективности модуляций 16-PSK, 16-QAM, 16-ASK

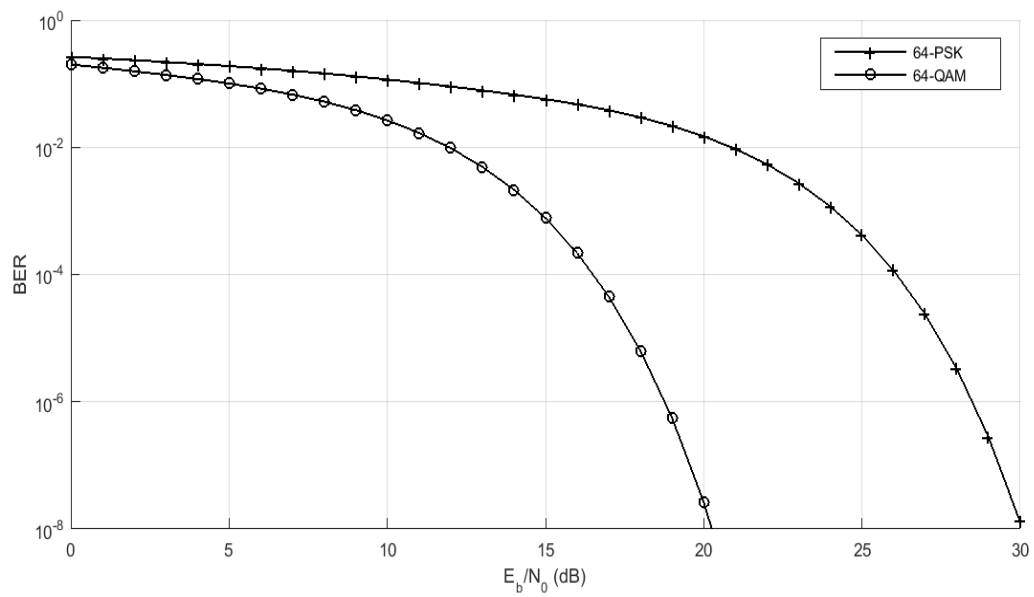


Рис.8. Сравнение энергетической эффективности модуляций 64-PSK, 64-QAM

$$\frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}}}{L \cdot kT_0 W N} \geq \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{треб}} \frac{R_b}{W}$$

или

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{прин}} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}}}{L_{\text{пр}}(d) L_0 kT_0 N R_b} \geq \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{треб}}. \quad (9)$$

Запас прочности, или *энергетический резерв линии связи*, - это энергетический запас линии связи, обеспечивающий на М дБ большее отношение E_b/N_0 , чем требуется. Энергетический резерв линии связи определяется как разность в децибелах между $(E_b/N_0)_{\text{прин}}$ и $(E_b/N_0)_{\text{треб}}$:

$$M(\text{дБ}) = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{прин}} (\text{дБ}) - \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{треб}} (\text{дБ})$$

или из соотношения (9):

$$M = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}}}{L_{\text{пр}}(d) L_0 kT_0 N R_b (E_b/N_0)_{\text{треб}}},$$

$$\begin{aligned} M(\text{дБ}) = & P_{\text{пер}}(\text{дБВт}) + G_{\text{пер}}(\text{дБ}) + G_{\text{пр}}(\text{дБ}) - \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{треб}} (\text{дБ}) - R_b \left(\frac{\text{дБбит}}{\text{с}} \right) \\ & - L_{\text{пр}}(d)(\text{дБ}) - L_0(\text{дБ}) - N(\text{дБ}) + 204 \left(\frac{\text{дБВт}}{\text{Гц}} \right). \end{aligned} \quad (10)$$

Мощность переданного сигнала $P_{\text{пер}}$ выражается в децибел-ваттах (дБВт), спектральная плотность мощности теплового шума при стандартной температуре kT_0 - в децибел-ваттах на герц (дБВт/Гц), усиление антенн $G_{\text{пер}}, G_{\text{пр}}$ - в децибелах относительно изотропного усиления (дБ[i]), скорость передачи данных R_b - в децибелах относительно величины 1 бит/с (дБбит/с), коэффициент шума N , пространственные потери $L_{\text{пр}}(d)$, другие различные потери L_0 выражаются в децибелах (дБ). Численные значения параметров, фигурирующих в уравнении (10), составляют бюджет канала связи, полезное сред-

ство распределения ресурсов связи. При проектировании системы связи необходимо найти приемлемое соотношение между всеми параметрами, фигурирующими в этом соотношении. Полученные соотношения позволяют осуществить выбор функциональных схем и сделать оценочные расчеты параметров передающих и приемных антенных систем по заданным техническим характеристикам и известным параметрам входящих в них функциональных узлов и блоков.

Вопрос о величине энергетического запаса, встроенного в систему, возникает довольно часто. Ответ на него заключается в следующем. Если строго описать (учесть наиболее неблагоприятные варианты) все источники усиления и ослаблений сигнала и шума и считать дисперсию параметров канала (например, вследствие погодных условий) максимальной из возможных, то потребуются незначительная дополнительная надбавка энергетического запаса. Требуемый запас прочности зависит от степени достоверности каждой позиции бюджета канала. Для системы, в которой задействованы новые технологии или новые рабочие частоты, потребуется больший запас, чем для системы, которая создавалась и тестировалась уже неоднократно. Иногда в бюджете канала связи как отдельная позиция фигурирует затухание вследствие погодных условий. В других случаях требуемое значение энергетического запаса отражает требования канала при данном ухудшении параметров вследствие дождя. Например, для спутниковой связи, где все параметры хорошо известны и ведут себя довольно хорошо, систему можно проектировать всего лишь с 1 дБ энергетического запаса. Настроенные только на прием телевизионные станции, которые используют параболические антенны диаметром 16 футов, часто проектируются с энергетическим запасом, составляющим всего доли децибела. В то же время телефонная связь через спутник, которая использует стандарт 99,9% доступности канала, требует значительно большего энергетического запаса - в

некоторых системах резерв составляет порядка 4-5 дБ. Если вычисления выполняются не для самого неблагоприятного варианта, а для фактически имеющегося, расчет обычно производится для совместимых дисперсий оборудования в рабочем диапазоне температур, перепадов напряжения в линии и длительностей передач. Проекты с использованием высоких частот (например, 14/12 ГГц) обычно требуют значительных (погодных) энергетических запасов, поскольку атмосферные потери крайне разнообразны и их влияние увеличивается с частотой. Следует отметить, что побочные продукты поглощения вследствие атмосферных потерь больше шума антенны. При использовании малошумящих усилителей даже небольшие погодные изменения могут привести к увеличению температуры антенны на 40-50 К. Следовательно, при выделении дополнительного энергетического запаса на потери вследствие погодных условий, одновременно следует выделять дополнительный резерв для компенсации увеличения шумовой температуры системы. Если заранее известно, что канал является многолучевым, необходимо оценивать и выделять дополнительный энергетический запас для преодоления замираний.

8. Зависимость скорости передачи данных от дальности для цифровой системы связи

Для примера, воспользовавшись выведенными соотношениями, найдём зависимость скорости передачи данных от дальности связи при использовании сигналов разного типа модуляции. В соотношении (9) перейдём к строгому равенству и выразим битовую скорость через другие параметры системы:

$$R_b = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}}}{L_{\text{пр}}(d) L_0 k T_0 N \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{треб}}}$$

или в дБ

$$R_b \left(\frac{\text{дБбит}}{\text{с}} \right) = P_{\text{пер}}(\text{дБВт}) + G_{\text{пер}}(\text{дБ}) + G_{\text{пр}}(\text{дБ}) - \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{треб}} (\text{дБ}) \\ - L_{\text{пр}}(d)(\text{дБ}) - L_0(\text{дБ}) - N(\text{дБ}) + 204 \left(\frac{\text{дБВт}}{\text{Гц}} \right).$$

Будем считать, что $G_{\text{пер}} = G_{\text{пр}} = 1$, $L_0 = 1$, а зависимость потерь от расстояния выразим формулой Введенского:

$$L_{\text{пр}}(d) = \left(\frac{d^2}{h_t h_r} \right)^2.$$

Тогда для скорости получим:

$$R_b = \frac{P_{\text{пер}}(h_t h_r)^2}{d^4 k T_0 N \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{треб}}}$$

или в дБ

$$R_b \left(\frac{\text{дБбит}}{\text{с}} \right) = P_{\text{пер}}(\text{дБВт}) + 20 \lg(h_t) + 20 \lg(h_r) - \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{треб}} (\text{дБ}) - 40 \lg(d) \\ - N(\text{дБ}) + 204 \left(\frac{\text{дБВт}}{\text{Гц}} \right).$$

Значения $\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{треб}}$ для сигналов разной манипуляции найдём из графиков на рисунке 4 для вероятности битовой ошибки $BER = 10^{-4}$. Из графиков видно, что $\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{треб}}$ для сигнала с QAM модуляцией составляет 12 дБ, с PSK модуляцией – 16 дБ, с ASK – 19 дБ. На рисунке 9 представлены рассчитанные зависимости скорости передачи информации от дальности связи для сигналов разной манипуляции. Здесь мощность передатчика была равна 100 Вт, коэффициент шума приёмника – 7 дБ, высота поднятия антенн – 10 м.

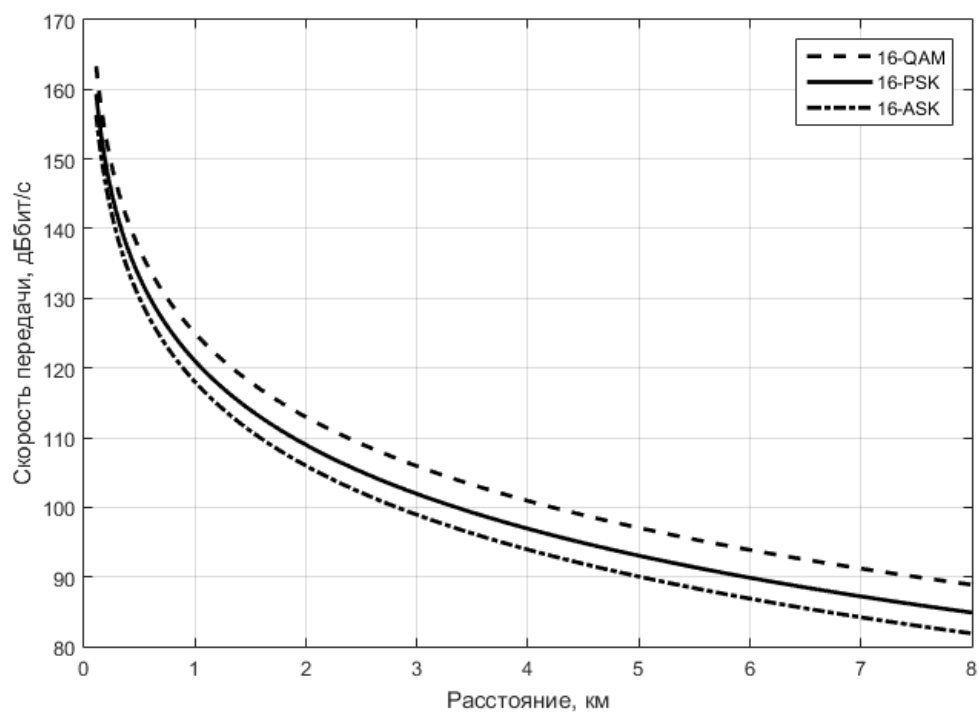


Рис. 9. Зависимость скорости передачи информации от дальности связи для сигналов разной модуляции

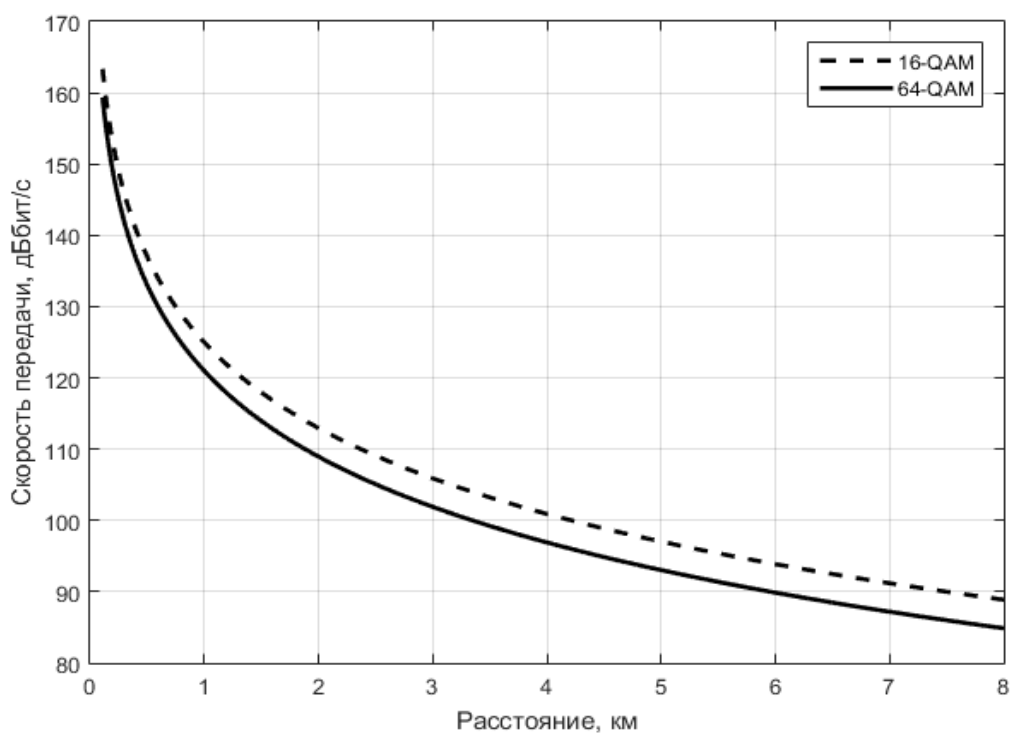


Рис. 10. Зависимость скорости передачи информации от дальности связи для сигналов разной позиционности

Видно, что наибольшую скорость на заданном расстоянии можно получить, используя сигналы с квадратурной модуляцией.

На рисунке 10 представлены зависимости скорости передачи информации от дальности связи для сигналов с квадратурной модуляцией разной позиционности, рассчитанные для тех же условий. Видно, что с увеличением позиционности сигнала скорость передачи на заданном расстоянии уменьшается. Однако при этом, как видно из соотношения (8), значительно сузится полоса частот, занимаемая сигналом. Поэтому компенсировать снижение скорости можно расширением полосы сигнала.

В случае реальной отражающей поверхности зависимость скорости передачи информации от дальности связи будет определяться соотношением:

$$R_b(d) = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}}}{L_0 k T_0 N \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{треб}}} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left(1 + R^2 + 2R \cos \left(\frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} + \theta \right) \right).$$

Список литературы

1. Чистюхин В.В. Антенно-фидерные устройства : учеб.пособие / В.В. Чистюхин. – М. : МИЭТ, 2010. – 200 с.
2. Колосовский Е.А. Устройства приема и обработки сигналов : учебное пособие для вузов / Е.А. Колосовский. – 2-е изд. – М. : Горячая линия-Телеком, 2012. – 456с.
3. Okumura Y. Field strength and its variability in VHF and UNF land mobile radio service / Y. Okumura // Rev. ECL. – 1968. – V.16, №9, 10. – P.825-873.
4. Методы модуляции сигнала в цифровых системах связи // Московский гос. ун-т им. Ломоносова, фак. радиофизики. – Режим доступа: <http://ru.scribd.com/doc/> (дата обращения: 10.09.2008).
5. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение/ Б. Скляр. – Пер. с англ. 2-е изд. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. - 1104 с.
6. Рекомендация МСР-R P.525-2* Расчет ослабления в свободном пространстве. - 1994 г.

7. *Долуханов М.П.* Распространение радиоволн / М.П. Долуханов. – М. : Связь. - 1972. - 336 с.
8. *Аверина Л.И.* Системы цифровой связи: учебное пособие / Л.И. Аверина ; Воронежский государственный университет. - Воронеж : Издательский дом ВГУ. - 2016. – 48 с.
9. Зависимость дальности связи от скорости передачи информации в условиях прямой видимости./ Д.Ю. Чаркин [и др.] // Теория и техника радиосвязи. –2017. - №1. – С. 24-29.
10. *Mardeni R.* Optimization of Hata propagation prediction model in suburban area in Malaysia / R. Mardeni, K. F. Kwan // Progress in Electromagnetics Research C. – 2010. – Vol. 13. – P. 91–106.
11. *Anderson J.B.* Propagation measurements and models for wireless communications channels / J. B. Anderson, T.S. Rappaport, S. Yoshida // IEEE Communications Magazine. – 1995. – January. – P. 42–47.

У ч е б н о е и з д а н и е

Аверина Лариса Ивановна,
Шапошникова Жанетта Вячеславовна

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ БЮДЖЕТА КАНАЛА СВЯЗИ
ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ

Учебное пособие

Издано в авторской редакции

Подписано в печать 03.06.2020. Формат 60×84/16
Уч.-изд. л. 3,2. Усл. печ. л. 3,7. Тираж 10 экз. Заказ 121

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. им. Ленина, 10

Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3