

Министерство образования и науки РФ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования

**«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»**

Радиотехнический факультет (РТФ)

Кафедра телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР)

Вершинин А.С. Эрдынеев Ж.Т.

Космические и наземные системы радиосвязи и сети телерадиовещания

Учебное пособие

2013

Космические и наземные системы радиосвязи и сети телерадиовещания: Учебное пособие / Вершинин А.С., Эрдынеев Ж.Т. ТУСУР.- 2013. 184 с.

В данном пособии излагаются основы построения систем цифровой связи, включая различные виды модуляций, методы организации каналов с множественным доступом, методы расширения спектра, а также рассмотрены наиболее распространённые виды наземной и космической связи, включая спутниковую связь, радиорелейную связь, UMTS, DVB.

Учебное пособие предназначено для студентов технических вузов, обучающихся по направлению 210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», специализирующихся в области математического моделирования инфокоммуникационных систем.

Томский Государственный Университет Систем Управления и Радиоэлектроники, 2013.

Содержание

1.	Кодирование и модуляция в системах цифровой связи.....	5
1.1.	Цифровой канал связи.....	5
1.2.	Модели физических каналов.....	9
2.	Модуляция в каналах цифровой связи.....	11
2.1.	Представление полосовых сигналов.....	12
2.2.	Комплексная огибающая. Векторное представление сигнала.....	13
2.3.	Структурная схема универсального квадратурного модулятора.....	15
2.4.	Межсимвольная интерференция. Фильтр Найквиста.....	16
2.4.1.	Формирующий фильтр Найквиста для устранения МСИ.....	20
2.4.2.	Физически-реализуемый формирующий фильтр «приподнятого косинуса».....	23
2.4.3.	Формирующий фильтр для согласованного приема сигналов. Фильтр «корень из приподнятого косинуса».....	26
2.5.	Квадратурная фазовая модуляция (QPSK).....	27
2.5.1.	Структурная схема QPSK модулятора.....	30
2.5.2.	Формирование спектра QPSK сигнала с помощью фильтров Найквиста.....	33
2.6.	Модуляция $\pi/4$ DQPSK.....	36
2.7.	Ортогональная модуляция.....	39
3.	Ортогональное частотное мультиплексирование данных (OFDM).....	42
4.	Методы организации каналов со множественным доступом.....	46
4.1.	Множественный доступ с частотным разделением.....	48
4.2.	Множественный доступ с временным разделением.....	51
4.3.	Множественный доступ с кодовым разделением.....	55
4.4.	Множественный доступ с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDMA).....	58
5.	Методы расширения спектра в системах связи.....	64
5.1.	Псевдослучайные последовательности и их свойства.....	66
5.2.	Линейные последовательности максимальной длины (m-последовательности). 69	
5.3.	Последовательности Голда (g-последовательности).....	73
5.4.	Последовательности Касами (k-последовательности).....	75
6.	Пространственно-временное кодирование (MIMO). Кодирование Аламоути....	83
6.1.	Канал передачи данных для систем с MIMO 2×2	85
6.2.	Методы оценки сообщения по принимаемому сигналу.....	87

7.	Системы мобильной связи третьего поколения UMTS.....	91
8.	DVB стандарт.	122
9.	Радиорелейные системы связи	128
9.1.	Общие принципы построения РРЛ	128
9.2.	Построение пролетов ЦРРЛ.....	130
9.3.	Расчет уровней сигналов	137
10.	Спутниковые системы связи.....	140
10.1.	Спутниковые системы связи с использованием геостационарных ретрансляторов.....	151
10.2.	Спутниковые системы связи с использованием негеостационарных ретрансляторов.....	157
	Список использованных источников:	183

1. Кодирование и модуляция в системах цифровой связи.

1.1. Цифровой канал связи.

Системы связи предназначены для передачи информации, создаваемой источником, до некоторого места назначения. Обобщенная структурная схема цифровой системы связи представлена на рис.1.1. Источники информации могут принимать множество различных форм. Например, в радиовещании источник излучает звуковой сигнал (речь или музыку). В телевизионном вещании выходом источника является, кроме звука, подвижное изображение. Выходы этих источников являются аналоговыми сигналами, и поэтому они называются аналоговыми источниками. В противоположность этому компьютеры и устройства хранения информации, такие как магнитные или оптические диски, имеют дискретный выход (обычно двоичные или ASCII символы), и

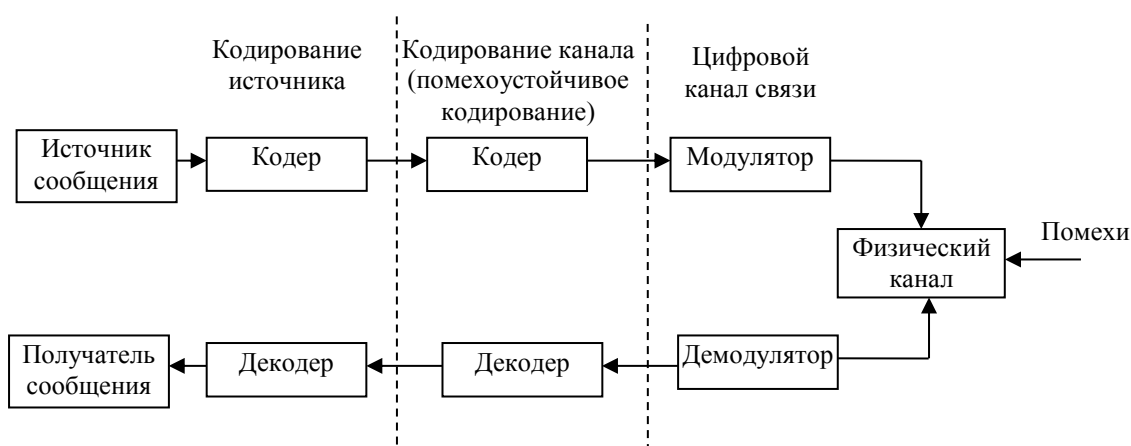


Рисунок 1.1. Структурная схема цифровой системы связи

поэтому их называют дискретными источниками. В то время как источники являются аналоговыми или дискретными, цифровая система связи предназначена для передачи информации в цифровой форме. Следовательно, выход источника должен быть преобразован в формат, который может быть передан как цифровой по каналу связи. В системе цифровой связи сообщения, выданные источником, преобразуются в последовательность двоичных символов. Сигналы, используемые для передачи двоичных символов, обычно являются импульсы тока или напряжения, для которых существуют широкий набор различных преобразований. Одним из таких преобразований, в котором участвуют группы символов, называется «кодирование». В цифровой связи используются следующие виды кодирования: *кодирование источника и помехоустойчивое кодирование*. Рассмотрим их более подробно.

Кодирование источника используется с целью сокращения избыточности, содержащейся в сигнале, то есть представление сигнала в наиболее экономном виде так,

чтобы в конечном итоге произведение его длительности на занимаемую полосу частот было минимальным. Таким образом, если k - количество символов на входе кодера и n - количество символов на выходе кодера, то за счет минимального использования n символов на выходе кодера в итоге оказывается $n < k$. Результат этого кодирования повышение скорости передачи информации [1].

Далее последовательность двоичных символов от кодера источника поступает на *кодер канала*. Назначение кодера канала состоит в том, в процессе приема появилась возможность обнаружить и исправить большую часть ошибок, возникших в результате влияния помех и интерференции. Для этого вводят управляемым способом некоторую избыточность в информационную двоичную последовательность. Данное кодирование, называемое *помехоустойчивым*, является эффективным средством повышения достоверности передачи информации при сохранении неизменными скорости передачи и энергетических параметров канала связи или снижения отношения сигнал/шум (SNR), требуемого для обеспечения заданной достоверности приема информации.

Двоичная последовательность на выходе кодера канала поступает на цифровой модулятор. Модуляция является процедурой записи цифровой информации в параметры физического сигнала, адаптированного для передачи в физической среде, т.е. служит своего рода интерфейсом к каналу связи.

Канал связи - это физическая среда, которая используется для передачи данных от источника к получателю. При беспроводной связи каналом может быть атмосфера (свободное пространство). С другой стороны, телефонные каналы обычно используют ряд физических сред, включая линии проводной связи, волоконно-оптические кабели и беспроводные линии (например, микроволновую радиолинию). Для любой физической среды, используемой для передачи информации, существенно, что передаваемый сигнал подвержен случайным искажениям через такие механизмы, как воздействие аддитивного теплового шума, генерируемого электронными устройствами, воздействие промышленных помех (например, автомобильные помехи от системы зажигания), воздействие атмосферных помех (электрические разряды молнии во время грозы) и т.п [1].

На приёмной стороне системы цифровой связи цифровой демодулятор обрабатывает искажённый каналом передаваемый сигнал и преобразует его в последовательность чисел, которые представляют оценки переданных данных (двоичных или M-позиционных). Эта последовательность чисел поступает на каналный декодер,

который пытается восстановить первоначальную информационную последовательность, используя знание канального кода и избыточности, содержащейся в принятых данных.

Конкретные методы помехоустойчивого кодирования и модуляции образуют сигнально-кодovou конструкцию (СКК), которая определяет энергетическую и спектральную эффективность канала связи.

Введем понятие - *объем сообщения источника* [1]. Объем сообщения вычисляется независимо от статистических свойств последовательностей символов, переносящих эти сообщения. Он всегда больше или равен объема информации на символ или производительности источника. В качестве единицы измерения *объема сообщения* сохраняют *бит*: количеством бит оценивается просто количество переданных двоичных чисел, независимо от статистики их поступления. Объем сообщения вводится потому, что при передаче по каналу связи, существующие внутри сообщения статистические связи, как правило, не используются, и требования к каналу определяются только объемом транслируемого сообщения.

В отличие от количества информации, объем сообщения может меняться при тех или иных его преобразованиях, как уже было упомянуто, что при кодировании источника объем сообщения уменьшается за счет сокращения его избыточности, а при помехоустойчивом кодировании увеличивается за счет введения избыточности. Поэтому понятие объема передаваемого по каналу связи сообщения является неоднозначным и следует всегда опираться на объем сообщения на входе рассматриваемых устройств.

В соответствии с вышесказанным структурная схема формирования СКК приведена на рис.1.2.

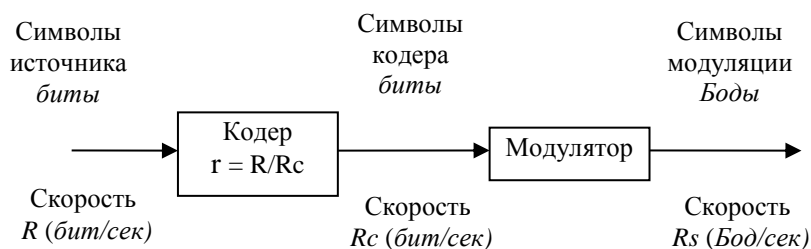


Рисунок 1.2 – Структурная схема формирования СКК

Символ модуляции носит название *Бод*, в один символ модуляции может быть записан один или несколько символов кода (бит кода), в последнем случае модуляция называется *многопозиционной*. Скорость передачи символов определяется как R_s (Бод/с).

На вход модулятора поступают символы (биты) кодера со скоростью R_c (*бит/с*), которая связана со скоростью передачи символов модуляции соотношением:

$$R_c = nR_s,$$

где n – количество бит кода, записанных в один символ модуляции.

Кодер характеризуется параметром r , называемым скоростью кодирования:

$$r = R/R_c, \quad r \leq 1.$$

где R – скорость источника.

Скорость передачи символов модуляции связана со скоростью источника соотношением:

$$R = r * n * R_s, \quad R \geq R_s. \quad (1.1)$$

Еще одним параметром, часто используемом в цифровой связи, является отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума S/N , необходимый для обеспечения заданной вероятности ошибки в приеме бита информации. Чаше используют понятие нормированного отношения сигнал-шум E_b/N_0 , где E_b - энергия бита, а N_0 - спектральная плотность шума. Формула для расчета E_b/N_0 от S/N представлена в (1.2).

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{F}{R} \right). \quad (1.2)$$

где F – ширина полосы;

R – скорость передачи бит в источнике.

Из формулы (1.2) можно выделить еще один показатель спектральной эффективности СКК как отношение реализованной в данной системе скорости передачи информации R к ширине полосы занимаемых рабочих частот F .

$$\gamma = R/F$$

Эта величина именуется удельной скоростью передачи информации и измеряется в $\frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}$.

Если в системе связи нет помехоустойчивого кодирования, то СКК определяется только видом модуляции и тогда приведенные показатели эффективности применим для соответствующего вида модуляции.

При синтезе систем связи для передачи информации через физические каналы мы используем математические модели, которые отображают наиболее важные характеристики среды передачи. Затем математическая модель канала используется для синтеза кодера и модулятора в передатчике и демодулятора и декодера в приёмнике.

Ниже мы приводим краткое описание моделей каналов, которые часто используются для отображения многих физических каналов, с которыми мы сталкиваемся на практике.

1.2. Модели физических каналов.

Самая простая математическая модель для канала связи – это канал с аддитивным шумом, иллюстрируемый на рис. 1.3. В этой модели передаваемый сигнал $s(t)$ подвержен воздействию лишь аддитивного шумового процесса $n(t)$. Физически аддитивный шум возникает от посторонних электрических помех, электронных компонентов и усилителей в приёмнике систем связи, а также из-за интерференции сигналов [1].

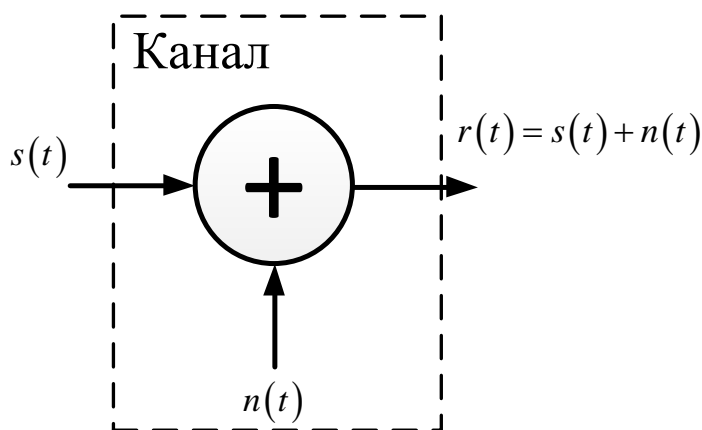


Рисунок 1.3 – Канал с аддитивным шумом [1]

Если шум обусловлен в основном электронными компонентами и усилителями в приёмнике, его можно описать как тепловой шум. Этот тип шума характеризуется статистически как *гауссовский шумовой процесс*. Как следствие, результирующую математическую модель обычно *называют каналом с аддитивным гауссовским шумом*. Поскольку эта модель применима к широкому классу физических каналов связи и имеет простую математическую интерпретацию, она является преобладающей моделью канала при анализе и синтезе систем связи. Затухание каналов легко включается в модель. Если при прохождении через канал сигнал подвергается ослаблению, то принимаемый сигнал:

$$r(t) = \alpha s(t) + n(t), \quad (1.3)$$

где α - коэффициент затухания линейного канального фильтра.

Линейный фильтрующий канал. В некоторых физических каналах, таких как проводные телефонные каналы, фильтры используются для того, чтобы гарантировать, что передаваемые сигналы не превышают точно установленные ограничения на ширину полосы и, таким образом, не интерферируют или не мешают друг другу. Такие каналы обычно описываются математически как линейные фильтрующие каналы с аддитивным

шумом, что иллюстрируется на рисунке 1.4. Следовательно, если на вход канала поступает сигнал $s(t)$, на выходе канала имеем сигнал

$$r(t) = s(t) * c(t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau) \cdot s(t - \tau) + n(t), \quad (1.4)$$

где $c(t)$ - импульсная характеристика линейного фильтра, а $*$ обозначает свертку.

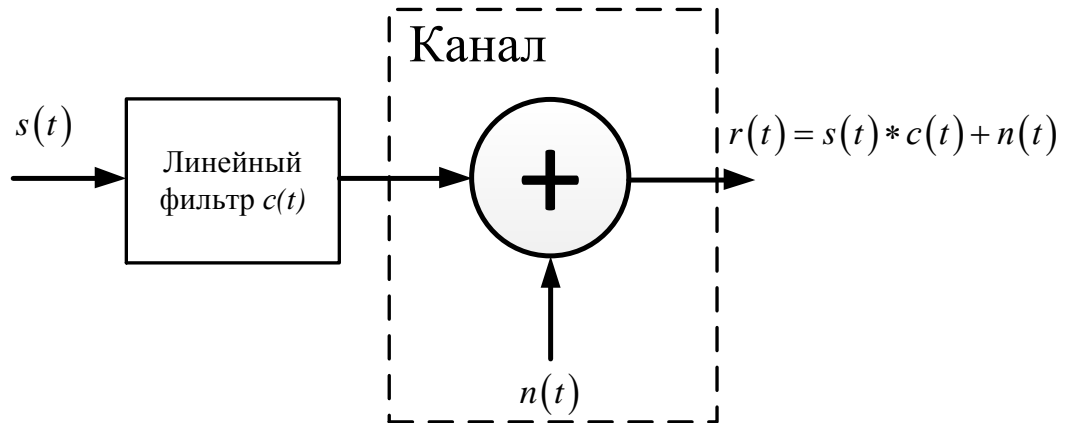


Рисунок 1.4 – Линейный фильтрующий канал с аддитивным шумом

Линейный фильтрующий канал с переменными параметрами. Физические каналы, такие как подводные акустические каналы и ионосферные радиоканалы, которые возникают в условиях меняющегося во времени многолучевого распространения передаваемого сигнала, могут быть описаны математически как линейные фильтры с переменными параметрами. Такие линейные фильтры характеризуются меняющийся во времени импульсной характеристикой канала $c(\tau, t)$, где $c(\tau, t)$ - отклик канала в момент времени t на δ -импульс, поданный ко входу в момент $t - \tau$. Таким образом, τ представляет собой «ретроспективную» переменную или переменную обращающуюся назад. Линейный фильтрующий канал с переменными параметрами и аддитивным шумом иллюстрируется на рисунке 1.5.

Для входного сигнала $s(t)$ выходной сигнал канала:

$$r(t) = s(t) * c(\tau; t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) \cdot s(t - \tau) d\tau + n(t). \quad (1.5)$$

Хорошей моделью для многолучевого распространения волн через физические каналы типа ионосферы (на частотах ниже 30 МГц) и каналы подвижной сотовой радиосвязи является частный случай (1.5), когда переменная во времени импульсная характеристика канала имеет вид:

$$c(\tau; t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) \delta(\tau - \tau_k), \quad (1.6)$$

где $a_k(t)$ определяет возможные меняющиеся во времени коэффициенты затухания для L путей распространения, (τ_k) – соответствующие им времена задержки. Если (1.6) подставить в (1.5), то принимаемый сигнал:

$$r(t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) s(t - \tau_k) + n(t). \quad (1.7)$$

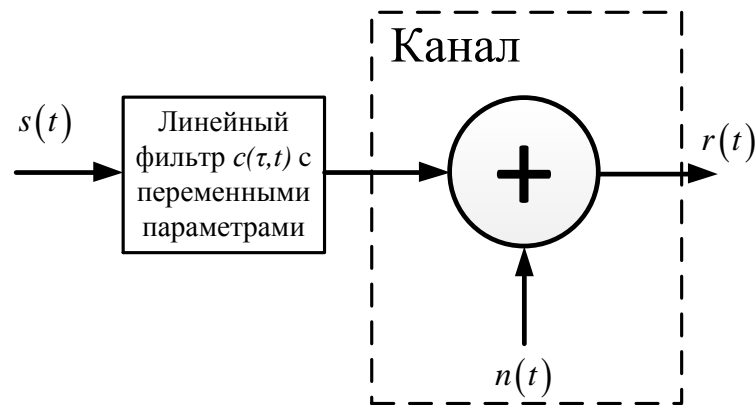


Рисунок 1.5 – Линейный фильтрующий канал с переменными параметрами и аддитивным шумом.

Следовательно, полученный сигнал состоит из L компонентов распространения, где каждый компонент умножается на $a_k(t)$ и запаздывает на τ_k .

Три математические модели, описанные выше, адекватно характеризуют большинство физических каналов, с которыми сталкиваются на практике.

2. Модуляция в каналах цифровой связи.

Многие сигналы, порожденные цифровыми сообщениями, передаются посредством какого-либо вида модуляции несущей. Необходимость использования модуляции при передаче сообщений обуславливается следующим образом. Передача электромагнитного поля через пространство выполняется с помощью антенн. Размер антенны зависит от длины волны λ и текущей задачи. Для переносных телефонов размер антенны обычно равен $\lambda/4$, а длина волны c/f , где c - скорость света, $3 \cdot 10^8$ м/с. Рассмотрим передачу низкочастотного сигнала (скажем, имеющего частоту $f = 3000$ Гц), поступающего прямо в антенну без использования несущей. Теперь рассчитаем требуемую длину антенны для сигнала 3000 Гц $3 \cdot 10^8 / 3000 \cdot 4 = 2,5 \cdot 10^4$ м = 25 км. Таким образом, для передачи сигнала с частотой 3000 Гц без модулирования несущей требуется антенна размером 25 км. При этом если низкочастотная информация модулируется несущей более высокой частоты,

например 900 МГц, размер антенны будет составлять порядка 8 см. Приведенные вычисления показывают, что модулирование несущей частоты это этап, необходимый для всех систем, использующих радиопередачу [2].

Начнем главу с характеристик полосовых сигналов, которые используются при передаче символов сообщений, включая векторное представление сигнала. Затем мы ознакомимся со структурной схемой универсального квадратурного модулятора и сравним спектральные характеристики полосового сигнала с использованием фильтра Найквиста и без его использования.

2.1. Представление полосовых сигналов.

При передаче информации в радиотехнике используются полосовые радиосигналы [3]. Введем несколько понятий, для строгости рассуждений. Модулирующим сигналом $s_m(t)$ будем называть низкочастотный информационный сигнал (речь, цифровая информация и т.д.), который требуется передать на частоте $\omega_0 \gg \omega_g$, где ω_g - верхняя частота спектра модулирующего сигнала. Полосовыми сигналами назовем сигналы, чьи спектры сосредоточены в некоторой полосе F около несущей частоты ω_0 . На рисунке 2.1 наглядно приведены спектры вещественного модулирующего (красный) и полосового (синий) сигналов.

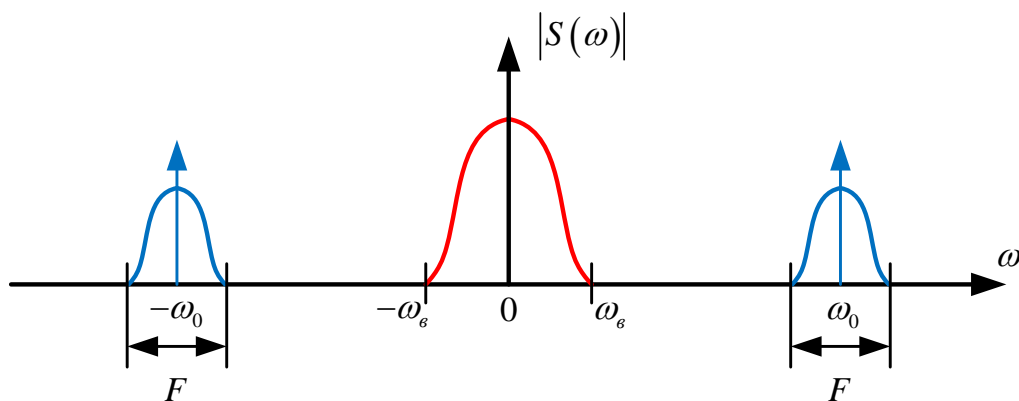


Рисунок 2.1 – Спектр модулирующего и полосового сигналов

Поскольку сигналы вещественные, то их спектры симметричны относительно нулевой частоты. Перенос модулирующего сигнала $s_m(t)$ на несущую частоту ω_0 называется *модуляцией*.

Рассмотрим способы модуляции, для этого рассмотрим несущее колебание $s_{\text{нес}}(t)$:

$$s_{\text{нес}}(t) = a \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi), \quad (2.1)$$

где a - амплитуда несущего колебания, ϕ - начальная фаза. Также можно ввести понятие полной фазы несущего колебания:

$$\Phi(t) = \omega_0 \cdot t + \phi, \quad (2.2)$$

а также мгновенной частоты сигнала, как производную от полной фазы:

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} \Phi(t), \quad (2.3)$$

Мгновенная частота несущего сигнала — постоянная величина равная ω_0 . Таким образом, при модуляции мы можем управлять всего двумя параметрами несущего колебания: амплитудой и полной фазой. При управлении только амплитудой получим амплитудную модуляцию и все ее производные, при управлении полной фазой получим угловую модуляцию (фазовая и частотная). При управлении и амплитудой и полной фазой можно получить все известные виды модуляции. Теперь можно рассмотреть общую запись полосового сигнала:

$$s(t) = a(t) \cdot \cos(\Phi(t)) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi(t)), \quad (2.4)$$

где $a(t)$ — закон изменения амплитуды несущего колебания, а $\phi(t)$ — изменение фазы несущего колебания в соответствии с модулирующим сигналом.

2.2. Комплексная огибающая. Векторное представление сигнала

Введем понятие комплексной огибающей и векторного представления сигнала. Для этого рассмотрим комплексный сигнал [2]:

$$z(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi(t)) + j \cdot a(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \phi(t)). \quad (2.5)$$

Из выражения (2.5) можно заметить, что $\operatorname{Re}[z(t)] = s(t)$, то есть реальная часть комплексного сигнала совпадает с полосовым радиосигналом. По формуле Эйлера можно представить:

$$z(t) = a(t) \cdot \exp(j \cdot (\omega_0 \cdot t + \phi(t))) = \exp(j\omega_0 \cdot t) \cdot \overbrace{a(t) \cdot \exp(j \cdot \phi(t))}^{z_m(t)}. \quad (2.6)$$

Таким образом:

$$z(t) = z_m(t) \cdot \exp(j\omega_0 \cdot t) \quad (2.7)$$

Выделенный сигнал $z_m(t) = a(t) \cdot \exp(j \cdot \phi(t))$ носит название комплексной огибающей сигнала $z(t)$. Рассмотрим свойства этого сигнала. Сигнал $z_m(t)$ является комплексным, с изменяющимися во времени амплитудой и фазой, причем изменение амплитуды сигнала $z_m(t)$ полностью совпадает с изменением амплитуды радиосигнала $s(t)$, а изменение фазы полностью совпадает с изменением фазы радиосигнала $s(t)$. Однако отсутствие множителя $\exp(j\omega_0 \cdot t)$ говорит о том, что сигнал $z_m(t)$ представляет собой «перенесенный на нулевую частоту комплексный сигнал $z(t)$ ». Комплексная огибающая сигнала существенно упрощает анализ сигнала.

Любое комплексное число можно представить в виде точки на комплексной плоскости или вектора выходящего из 0 до этой точки, а комплексный сигнал можно трактовать как комплексную функцию времени, т.е. вектор который описывает на комплексной плоскости некоторую траекторию в течение времени, как это показано на рисунке 2.2, где траектория соответствует красной линии.

Тогда комплексную экспоненту $\exp(j\omega_0 \cdot t)$ на комплексной плоскости можно представить вектором единичной амплитуды поворачивающегося за одну секунду на угол ω_0 , совершая при этом $f_0 = \omega_0 / (2 \cdot \pi)$ оборотов в секунду. Таким образом, при наблюдении за $\exp(j\omega_0 \cdot t)$ мы увидим окружность единичного радиуса, которую вычерчивает вектор с частотой f_0 . При этом единичная окружность будет искажаться сигналом $z_m(t) = a(t) \cdot \exp(j \cdot \phi(t))$, а именно в течение времени вектор $z(t)$, будет менять амплитуду в соответствии с $a(t)$ и скорость вращения в соответствии с $\phi(t)$. Так вот комплексная амплитуда позволяет нам остановить вращение вектора с частотой f_0 и посмотреть, как меняется его амплитуда и фаза во время вращения.

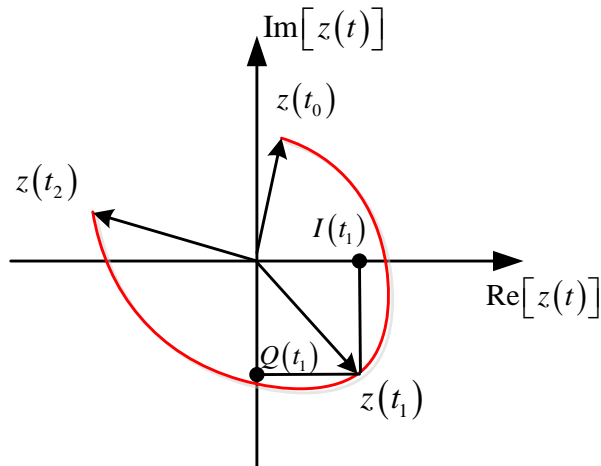


Рисунок 2.2 – Векторное представление комплексного сигнала

Теперь вернемся к рассмотрению комплексной огибающей. Сигнал $z_m(t)$ можно представить в виде реальной и мнимой частей:

$$z_m(t) = a(t) \cdot \exp(j \cdot \phi(t)) = \underbrace{a(t) \cdot \cos(\phi(t))}_{I(t)} + j \cdot \underbrace{a(t) \cdot \sin(\phi(t))}_{Q(t)} \quad (2.8)$$

где $I(t) = a(t) \cdot \cos(\phi(t))$ – синфазная составляющая комплексной огибающей (или координата по оси абсцисс), а $Q(t) = a(t) \cdot \sin(\phi(t))$ – квадратурная составляющая (или координата по оси ординат, как это показано на рисунке 2.2 на примере $z(t_1)$).

2.3. Структурная схема универсального квадратурного модулятора

Если вернуться к выражению (2.7) и подставить в него $z_m(t)$ согласно выражению (2.8), то получим:

$$\begin{aligned} z(t) &= (I(t) + j \cdot Q(t)) \cdot \exp(j\omega_0 \cdot t), \\ z(t) &= I(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - Q(t) \cdot \sin(\omega_0 t) + j(I(t) \cdot \sin(\omega_0 t) + Q(t) \cdot \cos(\omega_0 t)). \end{aligned} \quad (2.9)$$

Таким образом, из выражение (2.9) выражение для полосового сигнала выглядит следующим образом:

$$s(t) = \operatorname{Re}[z(t)] = I(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - Q(t) \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (2.10)$$

Таким образом, если имеется модулирующий сигнал, из которого сформированы синфазная и квадратурная компоненты комплексной огибающей сигнала, то можно

перенести ее на любую частоту при помощи схемы универсального квадратурного преобразователя, представленной на рисунке 2.3 [1].

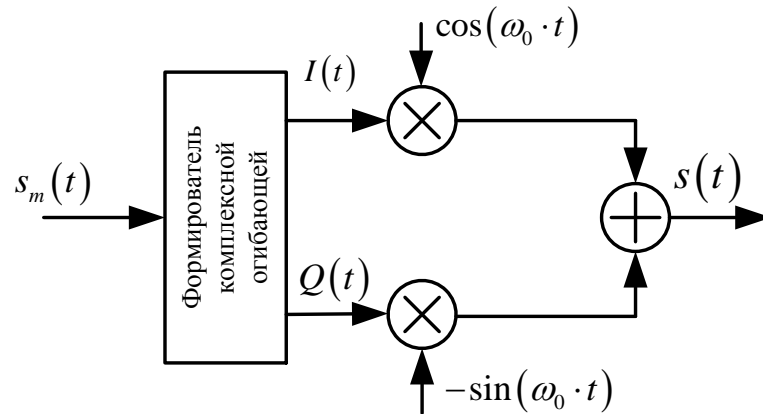


Рисунок 2.3 – Универсальный квадратурный модулятор

Поскольку исходный модулирующий сигнал является низкочастотным, то формирование комплексной огибающей можно производить в цифровом виде. Способ формирования комплексной огибающей в зависимости от модулирующего сигнала определяет вид модуляции. Схема, представленная на рисунке 2.3, подходит для всех цифровых и аналоговых видов модуляций.

2.4. Межсимвольная интерференция. Фильтр Найквиста.

При передаче данных по радиоканалу очень остро стоит проблема в необходимости сужения спектра сигналов, так как использовать весь спектр сигнала достаточно дорогое удовольствие. В результате сужения спектра возникает эффект межсимвольной интерференции, которая ухудшает качество передачи информации. В данном разделе, будет внимательно рассмотрен данный эффект, а также рассмотрим преимущества использования фильтров Найквиста, чтобы исключить негативное влияние межсимвольной интерференции [2].

При рассмотрении BPSK сигналов мы говорили о том, что в качестве исходного модулирующего сигнала выступает последовательность прямоугольных биполярных импульсов $b_0(t)$, причем импульс положительной амплитуды соответствует передаваемой единице, а отрицательный — нулю, как это показано на рисунке 2.4 для входного битового потока «10110100...».

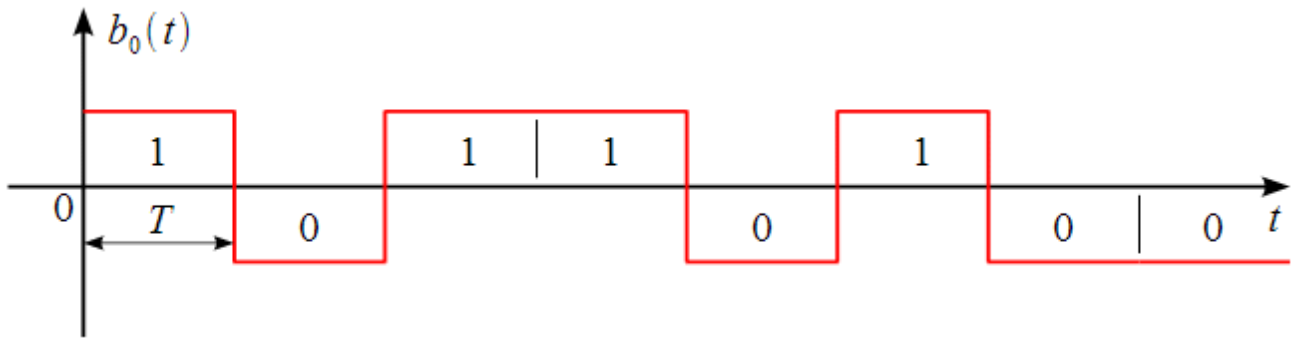


Рисунок 2.4 – Последовательность биполярных импульсов

Однако такой модулирующий сигнал является идеальным и обладает спектром, с очень низкой скоростью затухания боковых лепестков. Спектр BPSK сигнала на основе модулирующего сигнала $b_0(t)$ показан на рисунке 2.5, обладает шириной главного лепестка $F = 2 \cdot Br$ (где Br – скорость передачи цифровой информации (бит/с)), уровнем максимального бокового лепестка -13 дБ, и скоростью затухания боковых лепестков как $1/\omega$.

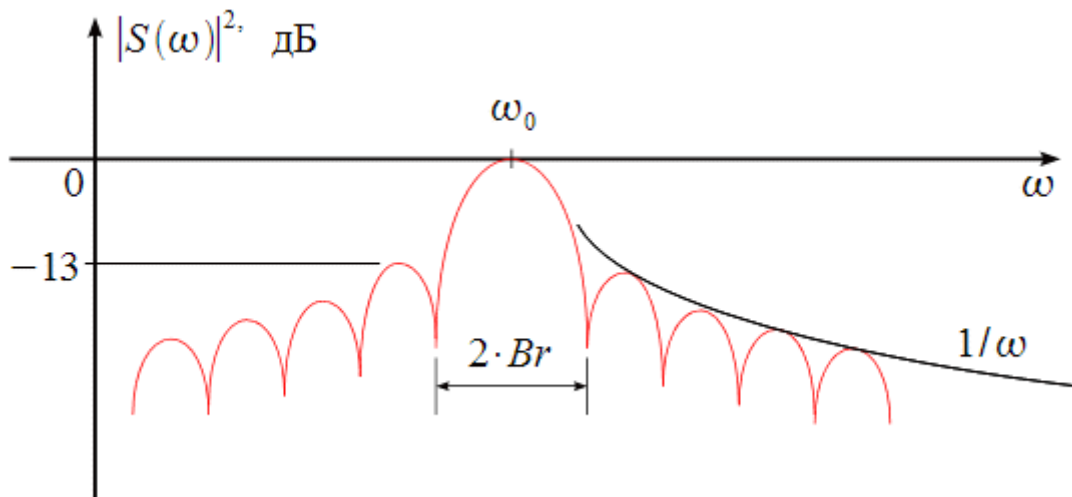


Рисунок 2.5 – Спектр BPSK сигнала

Если же мы ограничим полосу исходного модулирующего сигнала, это в свою очередь приведет к более компактному спектру BPSK, но в результате фронты импульсов расширятся и получим следующую картину (рисунок 2.6).

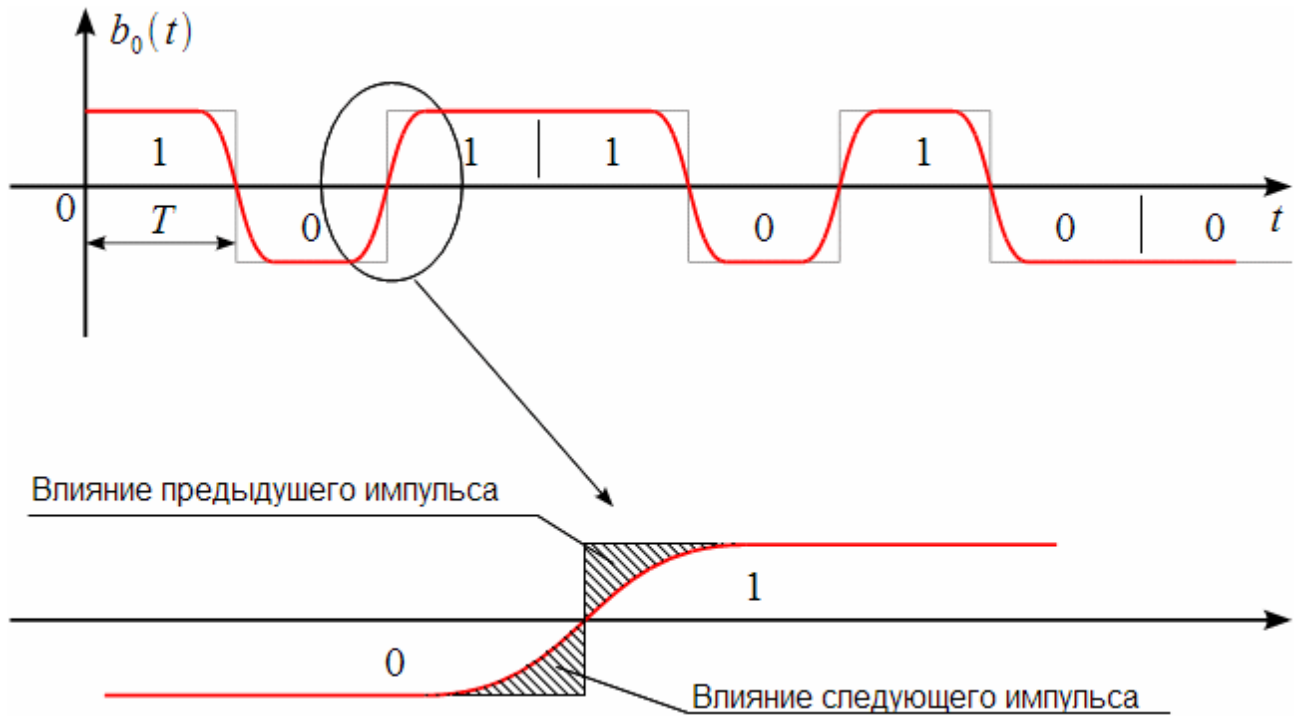


Рисунок 2.6 – Межсимвольная интерференция при сглаживании фронта импульса

Сглаживание фронтов приводит к тому, что следующий и предыдущий импульсы начинают перекрываться во времени, и скачок переходит в непрерывную кривую. При сглаживании предыдущий импульс начинает влиять на следующий, а следующий на предыдущий и оба искажаются (заштрихованная область на рисунке 2.6). Этот эффект называется межсимвольной интерференцией (МСИ, в англоязычной литературе intersymbol interference ISI), он ухудшает качество передачи информации, но позволяет более компактно представить сигнал в частотной области.

Для того чтобы произвести сглаживание фронтов импульсов необходимо ограничить полосу, другими словами произвести фильтрацию. Тогда исходный модулирующий сигнал $b_0(t)$ можно представить как выход формирующего фильтра с импульсной характеристикой $h(t)$. Фильтр $h(t)$ должен возбуждаться сигналом, соответствующим передаваемой информации, как это показано на рисунке 2.7.

Поясним следующим образом, сигнал $b_d(t)$ – набор дельта-импульсов, отнесенных к центру информационного импульса, отстоящих на длительность информационного импульса T (верхний график, серым показана исходная информационная последовательность бит):

$$b_d(t) = \sum_i d_i \cdot \delta(t - i \cdot T - T/2), \quad (2.11)$$

где $d_i = 1$, если i -ый информационный бит равен 1 и $d_i = -1$, если i -ый информационный бит равен 0. Тогда пропустив сигнал $b_d(t)$ через фильтр с импульсной характеристикой $h(t)$, получим модулирующий сигнал $b_0(t)$, как свертку $b_d(t)$ и $h(t)$:

$$b_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} b_d(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \quad (2.12)$$

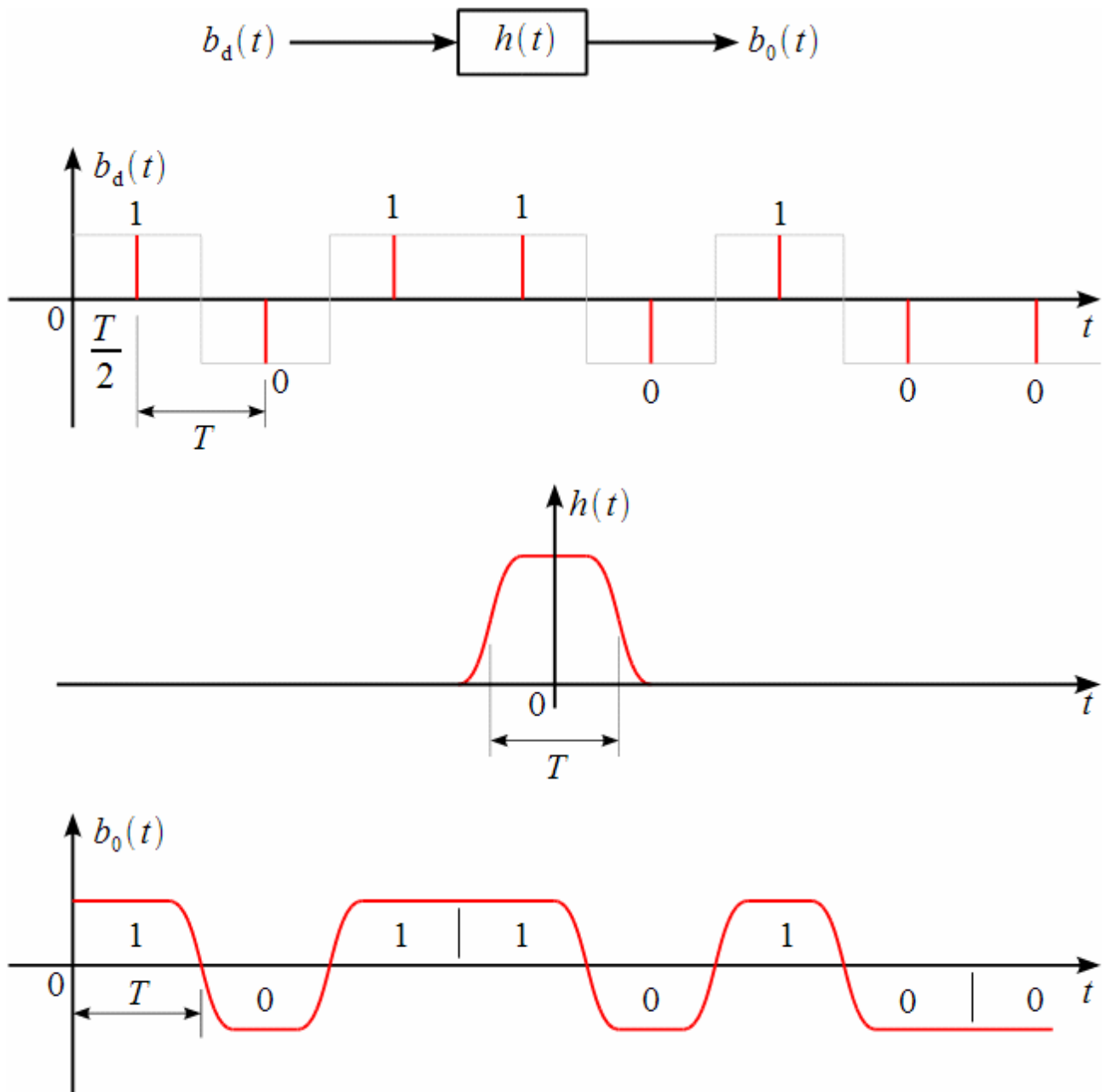


Рисунок 2.7 – Формирующий фильтр, возбуждаемый импульсами информации

Подставив (2.11) в (2.12), поменяв местами интегрирование и суммирование и применив фильтрующее свойство дельта-функции получим:

$$\begin{aligned}
 b_0(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} d_i \cdot \delta(\tau - i \cdot T - T/2) \cdot h(t - \tau) d\tau = \dots \\
 &\dots \sum_i d_i \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau - i \cdot T - T/2) \cdot h(t - \tau) d\tau = \dots \\
 &\dots = \sum_i d_i \cdot h(t - i \cdot T - T/2).
 \end{aligned}
 \tag{2.13}$$

Таким образом, $b_0(t)$ полностью определяется импульсной характеристикой $h(t)$ и передаваемой информацией. Это очень важно, поскольку в случае с BPSK $b_0(t)$ полностью определяет спектральные характеристики радиосигнала. Значит, вывод, который мы должны сделать следующий: меняя импульсную характеристику $h(t)$ формирующего фильтра, мы можем сужать или расширять полосу BPSK сигнала.

2.4.1. Формирующий фильтр Найквиста для устранения МСИ

В данном разделе мы рассмотрим, какими свойствами должна обладать $h(t)$, чтобы обеспечить минимальную ширину полосы передаваемого сигнала. Для начала рассмотрим более внимательно $b_d(t)$. Сигнал $b_d(t)$ представляет собой последовательность дельта-импульсов, соответствующих бит передаваемой информации и отстоящих друг от друга на интервал $T = 1/Br$.

Тогда их можно трактовать как дискретные отсчеты сигнала $b_0(t)$, взятые с частотой Br . При прохождении формирующего фильтра $h(t)$ очень важно, чтобы $b_0(t)$ в моменты $t = T/2 + k \cdot T$ (т. е. в узлах дискретизации) было равно d_k , как это показано на рисунке 2.8.

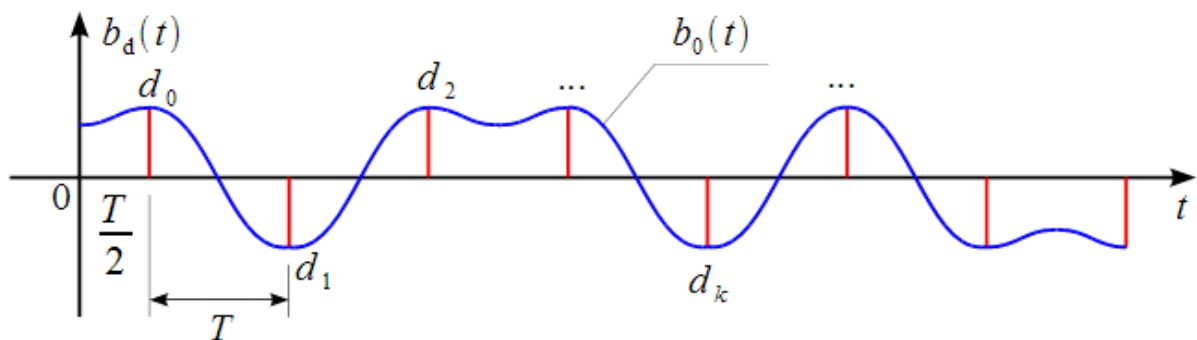


Рисунок 2.8 – Исключение МСИ при декодировании

Тогда при демодуляции и декодировании можно исключить влияние МСИ, если производить оценку передаваемого бита точно в моменты времени $t = T/2 + k \cdot T$, где $b_0(T/2 + k \cdot T) = d_k$ точно соответствует передаваемой информации для всех бит. Другими словами, внося искажения в исходный модулирующий сигнал $b_0(t)$ с целью сужения его полосы, мы, тем не менее, оставляем в определенные моменты времени его значения неизменными и равными d_k (значениям передаваемой информации), чтобы на приемной стороне в эти моменты декодировать d_k без искажений.

Рассмотрим, какими свойствами должна обладать $h(t)$, чтобы $b_0(T/2 + k \cdot T) = d_k$. Исходя из (2.13) можно записать:

$$\begin{aligned} b_0(T/2 + k \cdot T) &= \sum_i d_i \cdot h(T/2 + k \cdot T - i \cdot T - T/2) = \dots \\ &= \sum_i d_i \cdot h((k - i) \cdot T), \quad i = 0, 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (2.14)$$

Тогда для исключения МСИ необходимо чтобы выполнялось равенство:

$$d_k = \sum_i d_i \cdot h((k - i) \cdot T), \quad i = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.15)$$

Из которого следует, что $h(t)$ должна удовлетворять условию:

$$h((k - i) \cdot T) = \begin{cases} 1, & \text{если } k = i; \\ 0, & \text{если } k \neq i. \end{cases} \quad (2.16)$$

Графически условие (2.16) показано на рисунке 2.9.

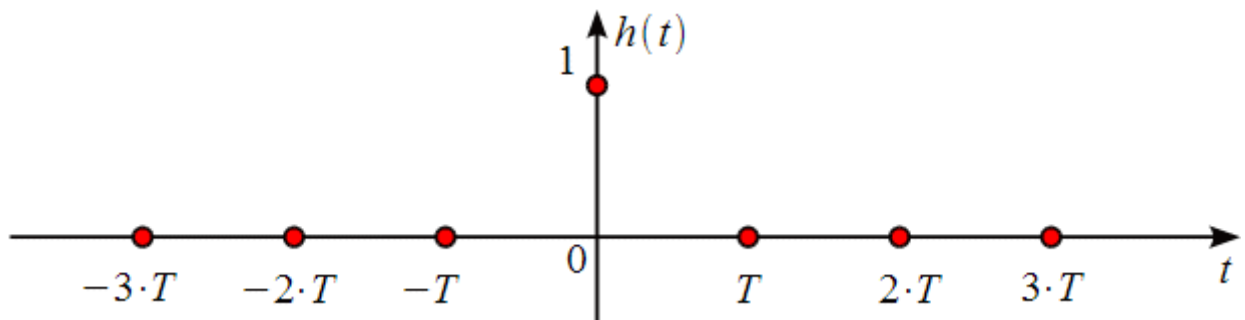


Рисунок 2.9. – Условия импульсной характеристики формирующего фильтра для исключения МСИ при декодировании

Разумеется, можно подобрать бесконечное число импульсных характеристик $h(t)$, которые будут проходить через указанные точки, но нам нужна одна, которая будет при

этом обеспечивать минимальную ширину полосы сформированного сигнала. Таковой импульсной характеристикой формирующего фильтра является:

$$h(t) = \text{sinc}(\pi \cdot t / T) = \frac{\sin(\pi \cdot t / T)}{\pi \cdot t / T} \quad (2.17)$$

показанная на рисунке 2.10 (верхний график), которая соответствует идеальному ФНЧ с полосой $Br = 1/T$ (нижний график).

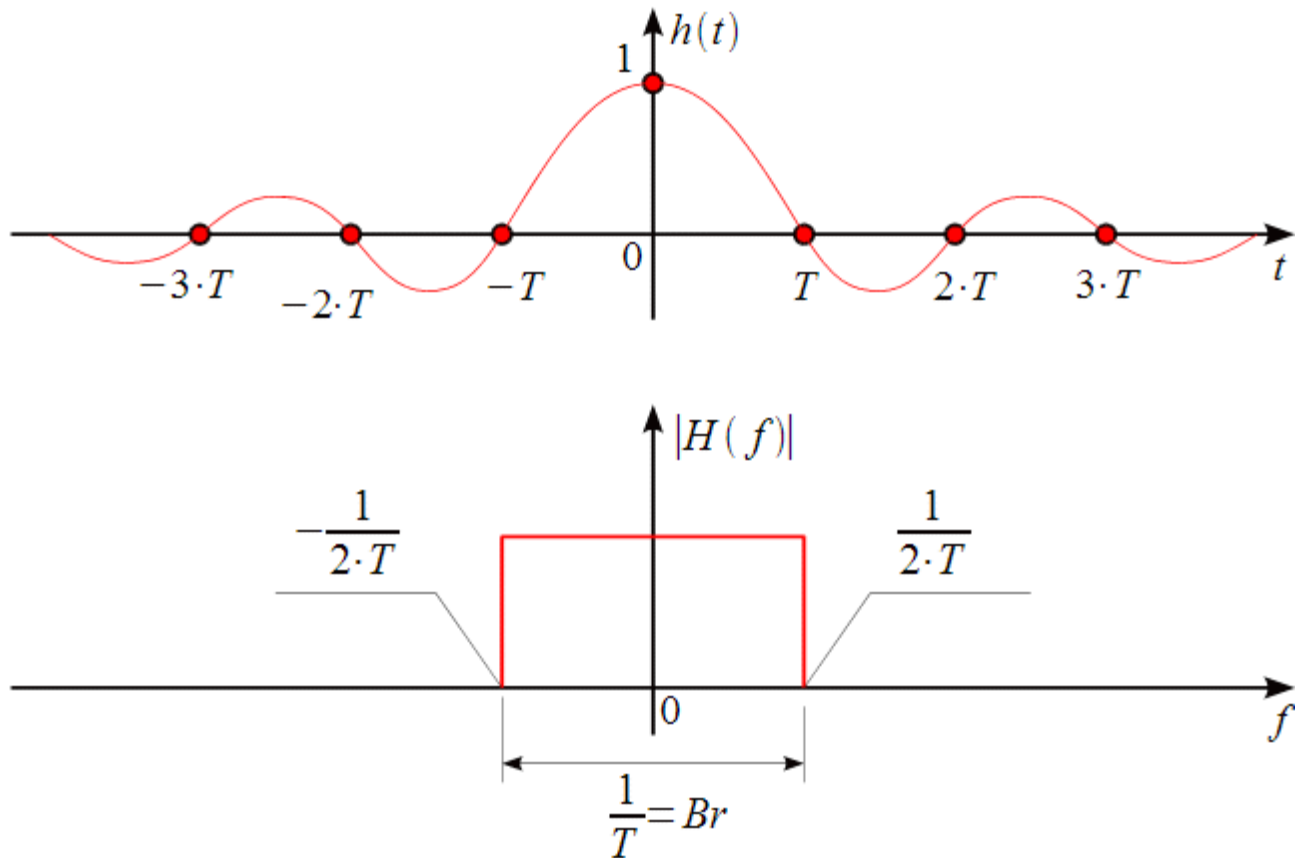


Рисунок 2.10 – Импульсная характеристика формирующего фильтра

Импульсная характеристика (2.10) является физически нереализуемой, ввиду бесконечных «хвостов» затухающих во времени как $1/t$, но она позволяет сформулировать теоретический предел передачи информации без МСИ. Так при передаче по каналу связи цифровой информации со скоростью Br без МСИ требуется полоса $F \geq Br$. Или как еще говорят, для передачи информации без МСИ требуется не менее 1 Гц полосы на 1 бит/с скорости передачи информации. Например, в полосе 1 МГц без МСИ можно передать цифровой поток со скоростью не более 1 Мбит/с.

Сигнал на выходе формирующего фильтра можно представить как отклик формирующего фильтра на входные дельта-импульсы соответствующие входному битовому потоку, что наглядно показано на рисунке 2.11.

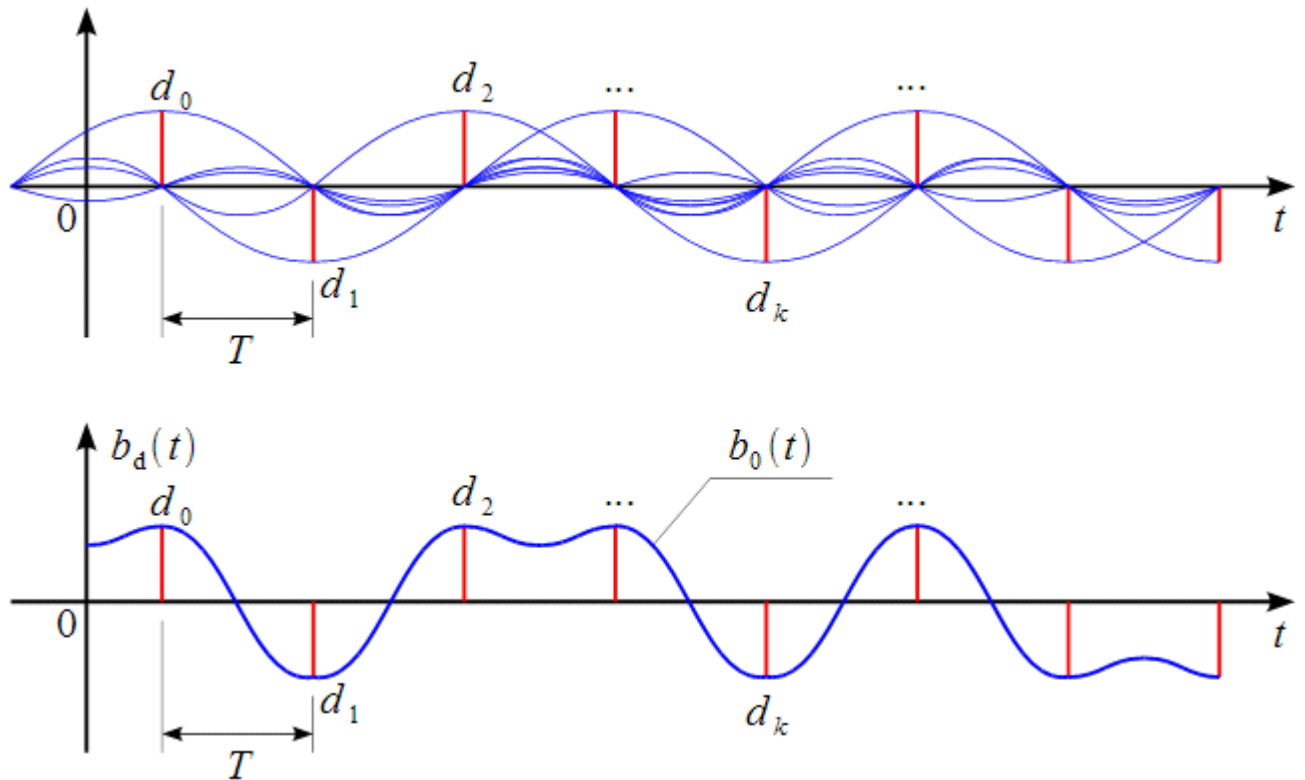


Рисунок 2.11 – Сигнал на выходе формирующего фильтра

На верхнем графике рисунка 2.11 каждый символ информации d_k умножается на импульсную характеристику (2.17), тогда в узлах дискретизации импульсные характеристики от других информационных импульсов равны нулю и МСИ в моменты взятия d_k отсутствует. По сути, мы получили интерполятор в виде идеального ФНЧ, который «соединяет» d_k плавной кривой, при этом сами d_k не искажает.

2.4.2. Физически-реализуемый формирующий фильтр «приподнятого косинуса»

Как мы уже говорили выше, импульсная характеристика (2.17) нереализуема. Поэтому на практике бесконечную $h(t)$ приходится усекать по длительности, при этом формирующий фильтр перестает быть идеальным интерполятором. На рисунке 2.12 показана усеченная импульсная характеристика $h(t_n)$ формирующего фильтра в зависимости от нормированного времени $t_n = t/T$ ($t_n = 1$ соответствует одному символу передаваемой информации). Импульсная характеристика $h(t_n)$ усечена до 4-х символов передаваемой информации, т. е. $h(t_n) = 0$ при $|t_n| > 4$. Также на рисунке 2.12 показан квадрат АЧХ $|H(f_n)|^2$ формирующего фильтра соответствующего усеченной $h(t_n)$. АЧХ строилась в зависимости от нормированной частоты $f_n = f \cdot T = f / Br$.

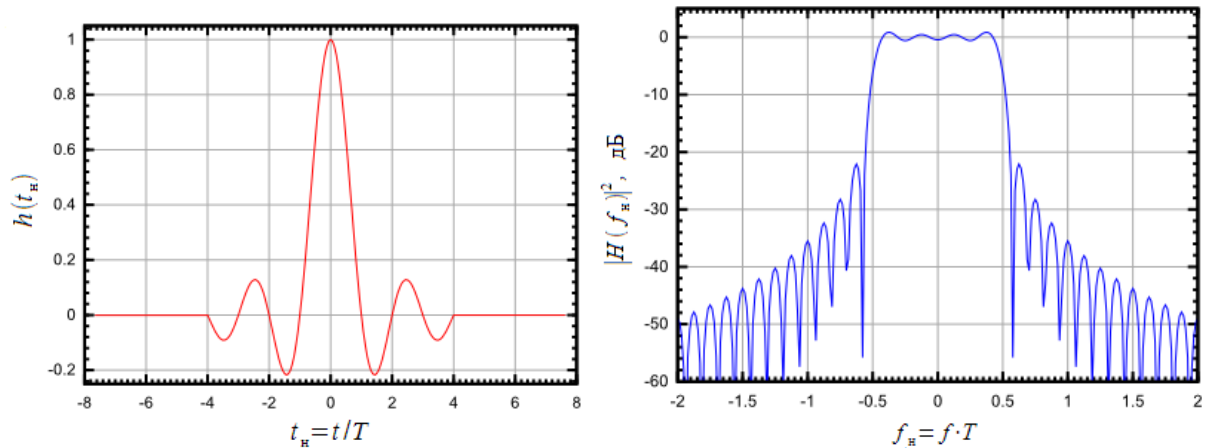


Рисунок 2.12 – Усеченная импульсная характеристика и АЧХ формирующего фильтра

Как видно из рисунка 2.12 усечение импульсной характеристики приводит к появлению боковых лепестков в АЧХ формирующего фильтра. При этом уровень боковых лепестков получается очень высоким, а скорость спада очень низкой. Кроме того появляется неравномерность в полосе пропускания фильтра. Этот эффект называется эффектом Гиббса. Для его уменьшения Найквистом было предложено произвести сглаживание фронта АЧХ идеального фильтра, расширив его, но в отличие от усечения $h(t)$ это расширение полосы фильтра можно сделать регулируемым, как это показано на рисунке 2.13.

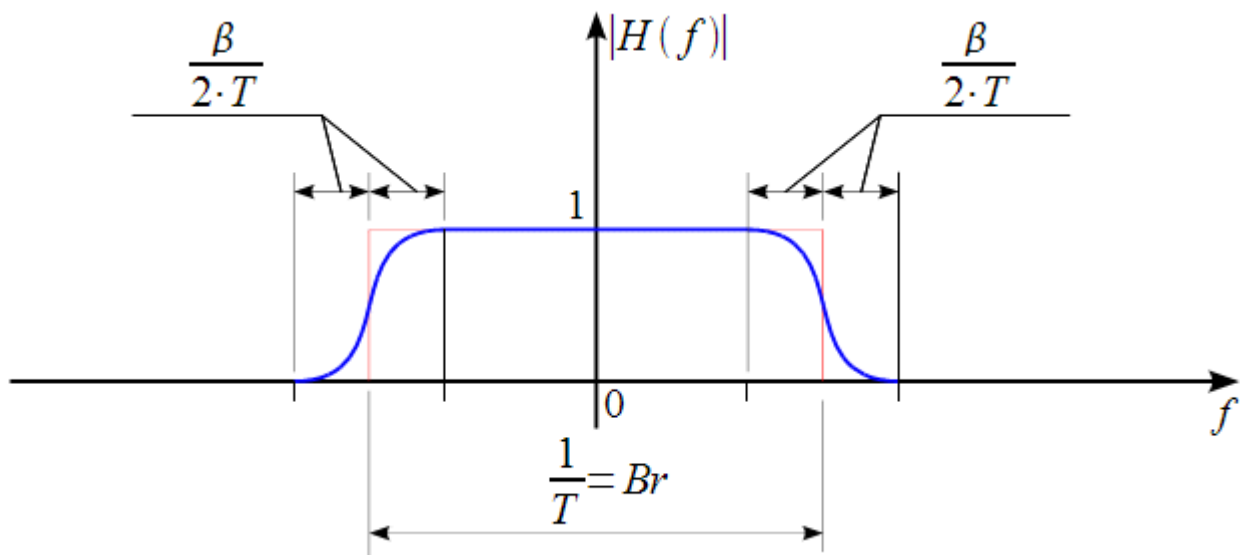


Рисунок 2.13 – Формирующий фильтр Найквиста при аппроксимации фронта АЧХ приподнятым косинусом

АЧХ фильтра становится кусочной и описывается выражением:

$$|H(f)| = \begin{cases} 1, & \text{если } |f| < \frac{1-\beta}{2 \cdot T}. \\ \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \cos \left(\frac{\pi \cdot T}{\beta} \cdot \left[|f| - \frac{1-\beta}{2 \cdot T} \right] \right) \right), & \text{если } \frac{1-\beta}{2 \cdot T} < |f| < \frac{1+\beta}{2 \cdot T}. \\ 0, & \text{если } |f| > \frac{1+\beta}{2 \cdot T}. \end{cases} \quad (2.18)$$

Вблизи фронта идеальная АЧХ аппроксимируется функцией приподнятого косинуса. Параметр β , который изменяется от 0 до 1 задает интервал на котором происходит аппроксимация. При $\beta = 0$ имеем идеальный ФНЧ, при $\beta = 1$ имеем формирующий фильтр с АЧХ в виде приподнятого косинуса:

$$|H(f)| = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot (1 + \cos(\pi \cdot T \cdot f)), & \text{если } |f| < \frac{1}{T}; \\ 0, & \text{если } |f| > \frac{1}{T}. \end{cases} \quad (2.19)$$

Сглаживание фронта в частотной области согласно теореме о свертке соответствует умножению импульсной характеристики (2.17) на весовое окно:

$$w(t) = \frac{\cos(\pi \cdot \beta \cdot t / T)}{1 - 4 \cdot \beta^2 \cdot t^2 / T^2} \quad h(t) = \text{sinc}(\pi \cdot t / T) \cdot w(t); \quad (2.20)$$

На рисунке 2.14 показаны импульсные характеристики $h(t_n)$ фильтра Найквиста при различном β , в зависимости от нормированного времени $t_n = t / T$ а также их АЧХ $|H(f_n)|$ в зависимости от нормированной частоты $f_n = f \cdot T$.

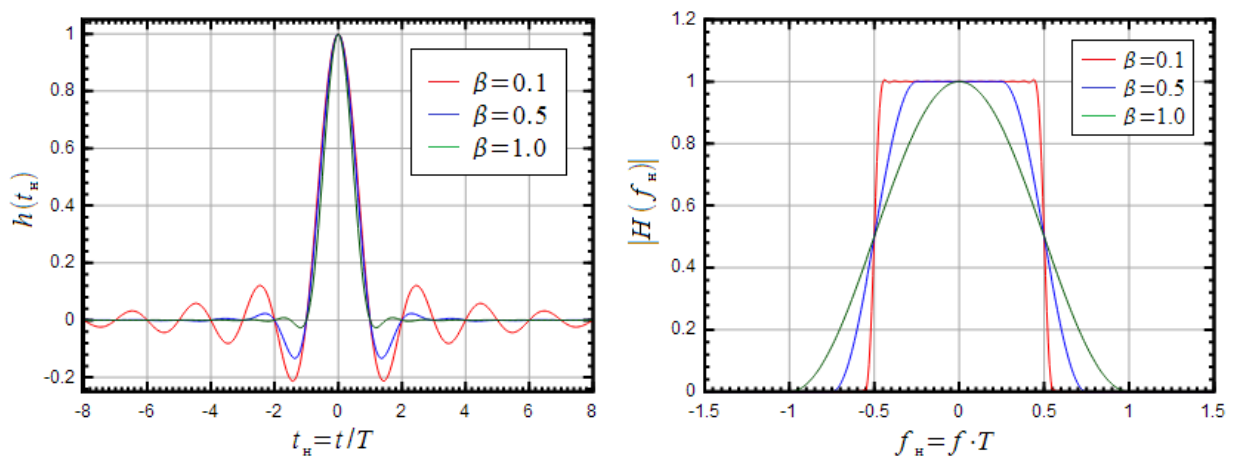


Рисунок 2.14 – Импульсная характеристика и АЧХ фильтра Найквиста

Из рисунка 2.14 видно, что β регулирует степень сглаживания фронта АЧХ идеального фильтра, что соответствует уровню боковых лепестков импульсной характеристики $h(t_n)$. При $\beta = 1$ АЧХ фильтра $|H(f_n)|$ принимает вид приподнятого косинуса, а импульсная характеристика $h(t_n)$ имеет минимальные боковые лепестки. Можно заметить, что полоса фильтра Найквиста по уровню 0.5 (-3 дБ) остается постоянной и равна $1/T$.

2.4.3. Формирующий фильтр для согласованного приема сигналов. Фильтр «корень из приподнятого косинуса»

На рисунке 2.15 показана укрупненная схема системы передачи цифровой информации.



Рисунок 2.15 – Укрупненная структурная схема системы передачи информации

На практике прием и декодирование, как правило осуществляется при помощи согласованного фильтра $G(f)$. предположим, что модулятор и передатчик, а также приемник и демодулятор идеальные, т.е. сигнал на входе согласованного фильтра $G(f)$ равен сигналу на выходе формирующего фильтра $X(f)$ (ниже будет понятно зачем обозначили другой буквой) плюс аддитивный белый гауссов шум (AWGN). Тогда общая частотная характеристика $H(f)$ равна произведению $H(f) = G(f) \cdot X(f)$. Для исключения МСИ необходимо чтобы $H(f)$ удовлетворяла (2.18). При этом можно заметить, что $G(f)$ должен быть согласован с исходным сигналом на выходе формирующего фильтра $X(f)$, что означает, что $G(f) = \overline{X(f)}$ (комплексно-сопряженная с формирующим фильтром). Тогда можно сказать, что $|X(f)|^2 = H(f)$, а $X(f) = \sqrt{H(f)}$.

Давайте разбираться. При использовании согласованного фильтра для декодирования, его частотная характеристика должна быть комплексно-сопряженной частотной характеристике формирующего фильтра. Тогда если частотная характеристика формирующего фильтра будет представлять собой корень из приподнятого косинуса, то

каскад из формирующего и согласованного фильтра будет давать как раз фильтр Найквиста, который позволит устранить МСИ при декодировании.

На рисунке 2.16 показана импульсная характеристика и АЧХ фильтра «приподнятого косинуса» $h(t_n)$, $t_n = t/T$ (красный) и фильтра «корень из приподнятого косинуса» $x(t_n)$ (синий) при $\beta = 0.5$. Также показаны АЧХ данных фильтров $|H(f_n)|$ и $|X(f_n)|$ в зависимости от нормированной частоты $f_n = f \cdot T$.

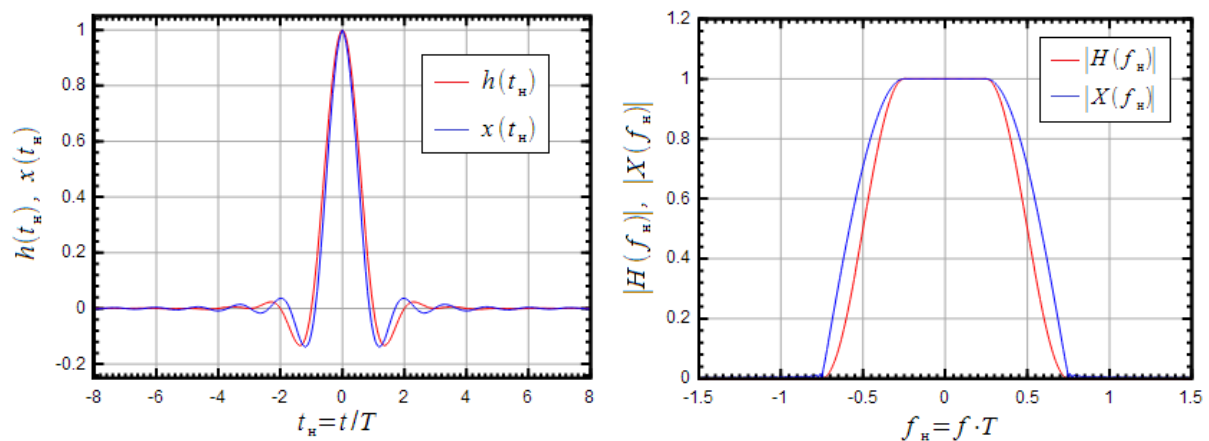


Рисунок 2.16 – Импульсная характеристика и АЧХ фильтра корень из приподнятого косинуса

Можно заметить, что фильтр «корень из приподнятого косинуса» не удовлетворяет условию отсутствия МСИ (рисунок 2.9), однако если поставить последовательно два таких фильтра, то МСИ устраняется

В следующем разделе будет рассмотрен пример использования фильтров Найквиста для исключения межсимвольной интерференции на приемной стороне для сигнала QPSK.

2.5. Квадратурная фазовая модуляция (QPSK)

Отображение символов обычно осуществляется посредством специальных символов сообщения (слово), которые содержат от *одного* до n бит. Сигнал с записанным *символом сообщения*, называется *символом модуляции* или *бодом*. Если в символ модуляции отображается один *бит* сообщения, то модуляция называется *двухпозиционной*, в противном случае – *многопозиционной*. Рассмотрим случай, когда одним символом передается сразу 2 импульса, а именно QPSK [2].

QPSK модуляция строится на основе кодирования двух бит передаваемой информации одним символом. При этом символьная скорость в два раза ниже скорости

передачи информации. Для того чтобы понять как один символ кодирует сразу два бита рассмотрим рисунок 2.17.

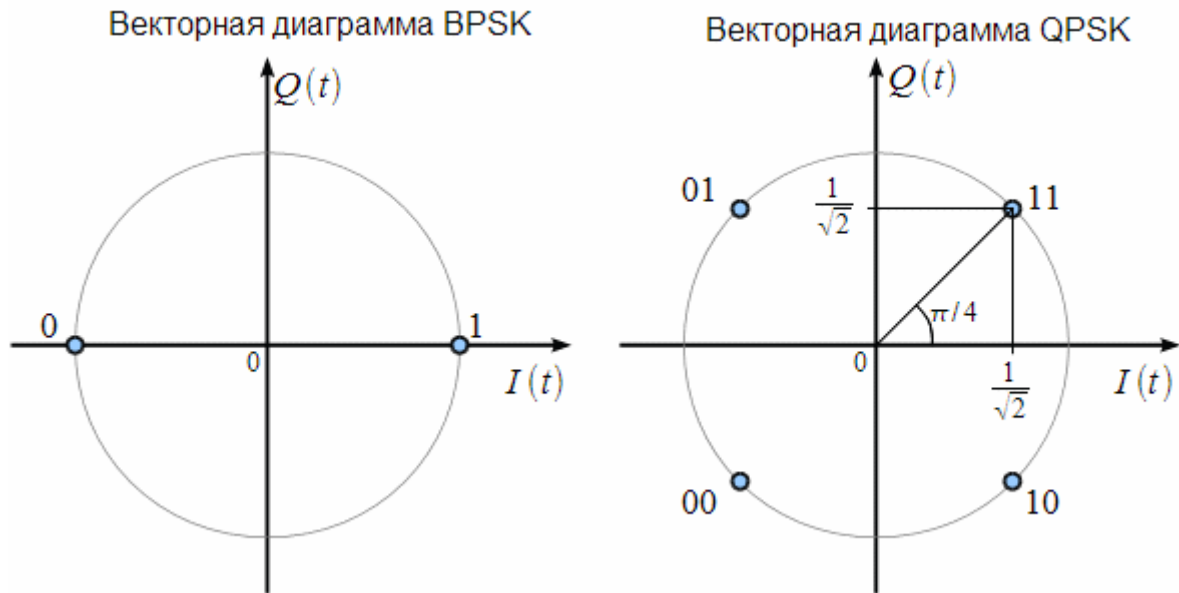


Рисунок 2.17 – Векторная диаграмма BPSK и QPSK сигнала

На рисунке 2.17 показаны векторные диаграммы BPSK и QPSK сигналов, где один символ BPSK кодирует один бит информации, при этом на векторной диаграмме BPSK всего две точки на синфазной оси $I(t)$, соответствующие нулю и единице передаваемой информации. Квадратурный канал $Q(t)$ в случае с BPSK всегда равен нулю. Точки на векторной диаграмме образуют созвездие фазовой манипуляции. Для того чтобы осуществить кодирование одним символом двух бит информации, необходимо, чтобы созвездие состояло из четырех точек, как это показано на векторной диаграмме QPSK рисунка 2.17. Тогда мы получим, что и $I(t)$ и $Q(t)$ отличны от нуля, все точки созвездия расположены на единичной окружности. Тогда кодирование можно осуществить следующим образом: разбить битовый поток на четные и нечетные биты, тогда $I(t)$ будет кодировать четные биты, а $Q(t)$ – нечетные. Два последовательно идущих друг за другом бита информации кодируются одновременно синфазным $I(t)$ и квадратурным $Q(t)$ сигналами. Это наглядно показано на осциллограммах, приведенных на рисунке для информационного потока «1100101101100001».

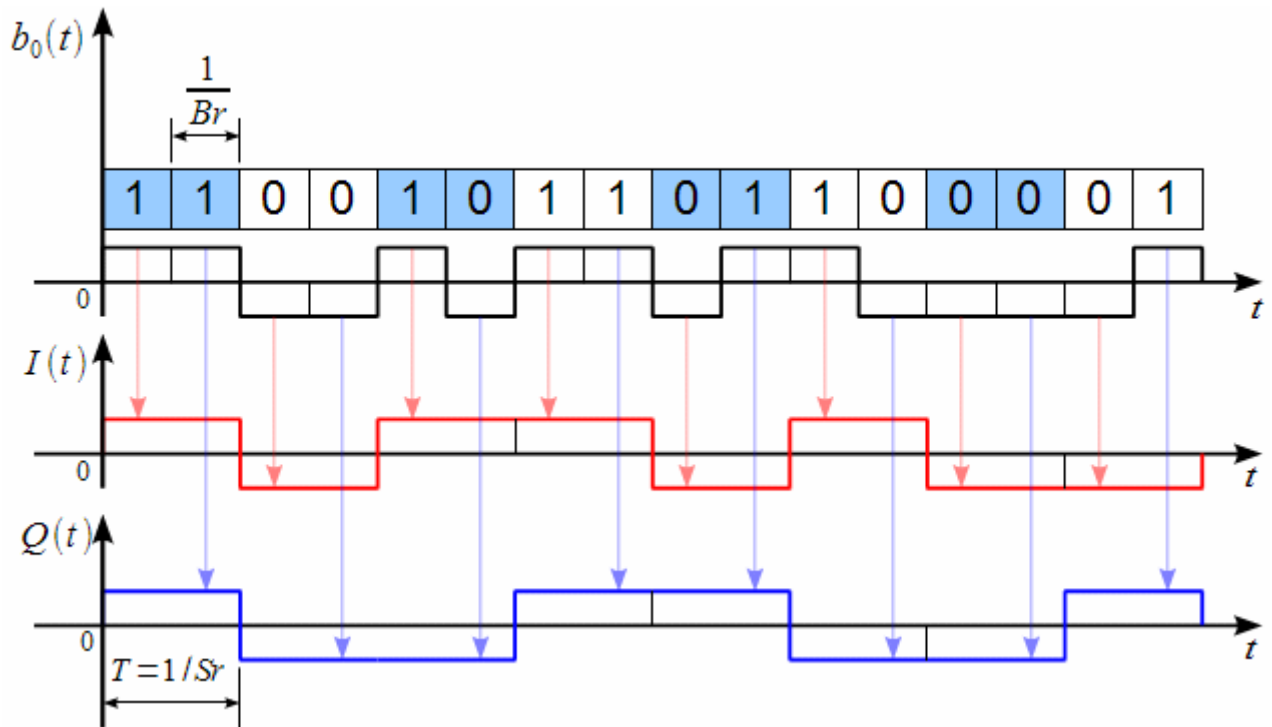


Рисунок 2.18 – Синфазная и квадратурная составляющая QPSK

На верхнем графике входной поток разделен на пары бит, соответствующих одной точке созвездия QPSK, показанного на рисунке 2.17. На втором графике показана осциллограмма $I(t)$, соответствующая передаваемой информации. $I(t) > 0$ Если четный бит равен 1 (обратите внимание что биты нумеруются с нуля, а не с единицы, поэтому первый в очереди бит имеет номер 0, а значит он четный по порядку), и $I(t) < 0$ если четный бит 0 (т.е. $b_0(t) < 0$). Аналогично строится квадратурный канал $Q(t)$, но только по нечетным битам. Длительность одного символа $T = 1/Sr$ в два раза больше длительности одного бита исходной информации. Устройство, выполняющее такое кодирование $I(t)$ и $Q(t)$ согласно созвездию QPSK условно показано на рисунке 2.19.

В зависимость от пары бит $b_0(t)$ на входе на выходе получаем постоянные в пределах длительности этой пары бит сигналы $I(t)$ и $Q(t)$, значение которых зависит от передаваемой информации.

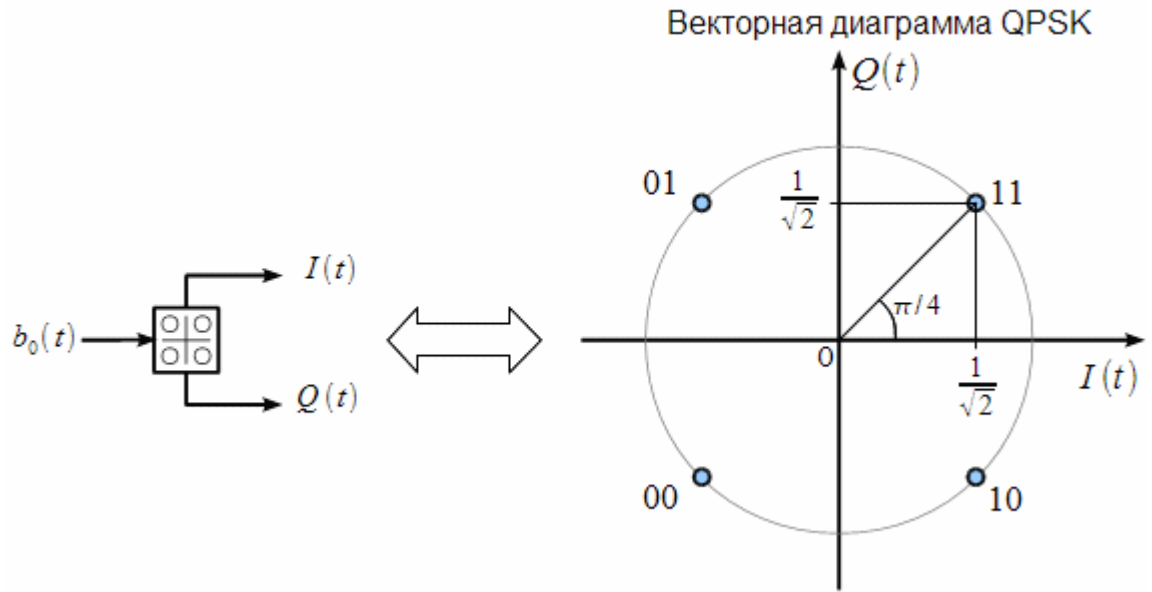


Рисунок 2.19 – Устройство кодирования синфазной и квадратурной составляющих на основе созвездия QPSK.

2.5.1. Структурная схема QPSK модулятора

Структурная схема QPSK модулятора на основе универсального квадратурного модулятора, который был рассмотрен в разделе 2.2, показана на рисунке 2.20.

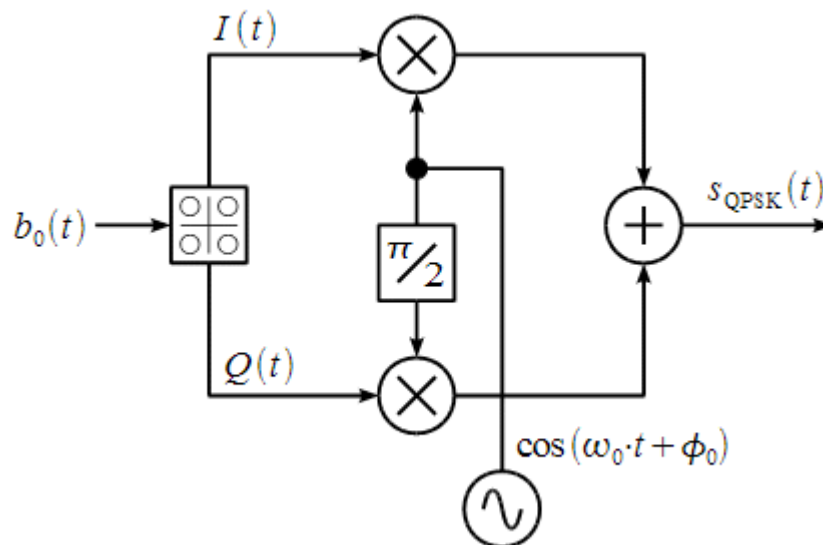


Рисунок 2.20 – Структурная схема QPSK модулятора

Сигнал $s_{QPSK}(t)$ имеет вид:

$$s_{QPSK}(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi_0) - Q(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \phi_0) \quad (2.21)$$

Синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ составляющие это ничто иное, как реальная и мнимая части комплексной огибающей QPSK сигнала $z(t) = I(t) + j \cdot Q(t)$, которые

являются входными сигналами квадратурного модулятора. Тогда можно представить $s_{QPSK}(t)$ через его комплексную огибающую $z(t)$:

$$s_{QPSK}(t) = \text{Re}[z(t) \cdot \exp(j \cdot \omega_0 \cdot t)] \quad (2.22)$$

Из комплексной огибающей можно выделить фазовую огибающую как:

$$\phi(t) = \arctan\left(\frac{\text{Im}[z(t)]}{\text{Re}[z(t)]}\right) = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right). \quad (2.23)$$

Важно отметить, что арктангенс должен вычисляться с учетом четверти комплексной плоскости (функции арктангенс 2). Вид фазовой огибающей $\phi(t)$ для информационного потока «1100101101100001» показан на рисунке 2.21.

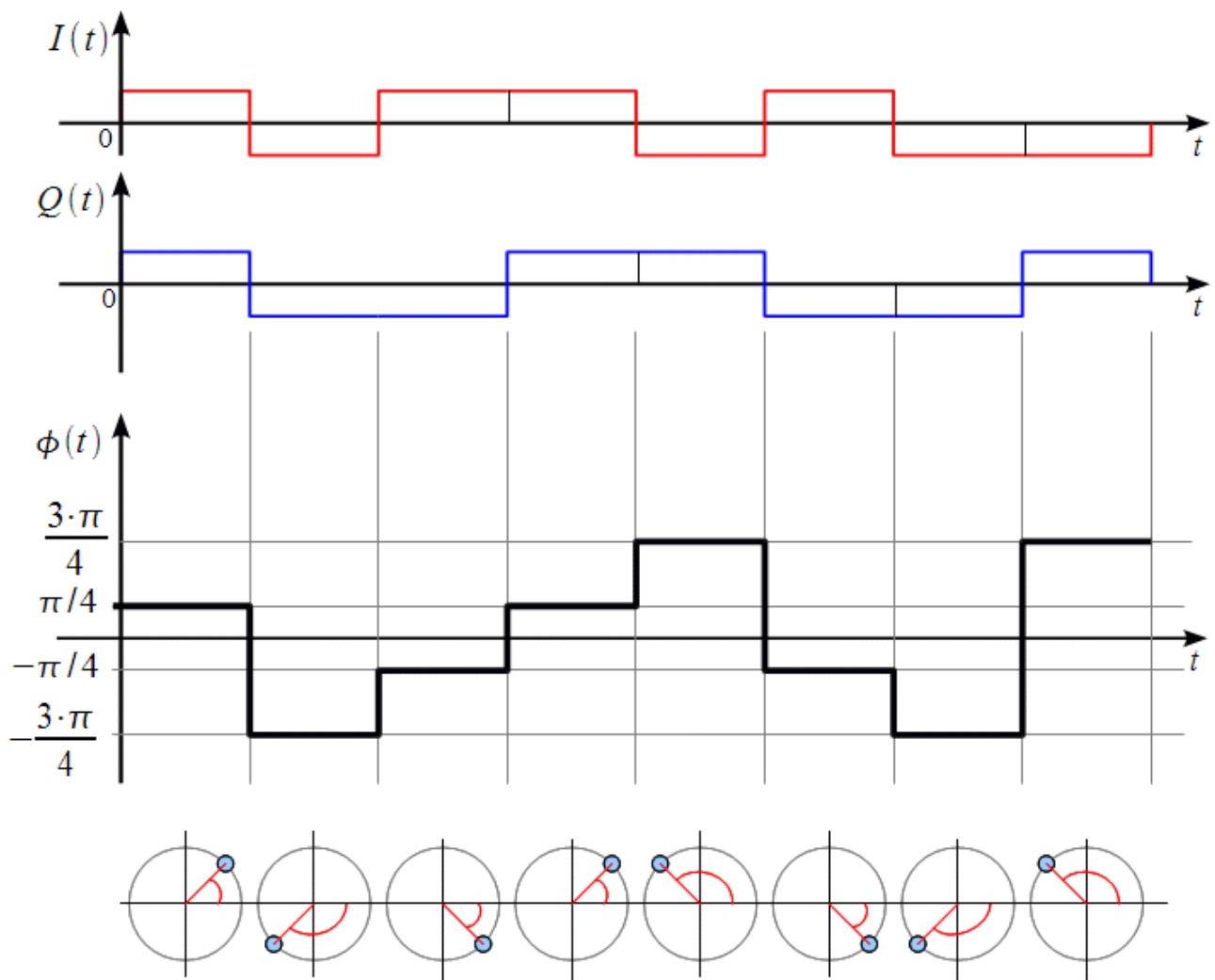


Рисунок 2.21 – Фазовая огибающая QPSK сигнала

Фазовая огибающая представляет собой ступенчатую функцию времени, претерпевающую разрывы в моменты смены символа QPSK (напомним, что один символ

QPSK несет два бита информации). При этом в пределах одного символа векторная диаграмма QPSK находится всегда в одной точке созвездия, как это показано внизу, а при смене символа – скачкообразно переходит в точку соответствующую следующему символу. Поскольку у QPSK всего четыре точки в созвездии, то фазовая огибающая может принимать всего четыре значения: $\pm\pi/4$ и $\pm3\cdot\pi/4$.

Амплитудная огибающая QPSK сигнала $a(t)$ также может быть получена из комплексной огибающей $z(t)$:

$$a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (2.24)$$

Отметим, что амплитудная огибающая QPSK сигнала равна единице всюду, за исключением моментов смены передаваемых символов, т. е. в моменты перескока фазы и перехода очередной точке созвездия.

Пример осциллограммы QPSK сигнала при входном битовом потоке «1100101101100001» при скорости передачи информации $Br=10$ кбит/с и несущей частоте 20 кГц показан на рисунке 2.22.

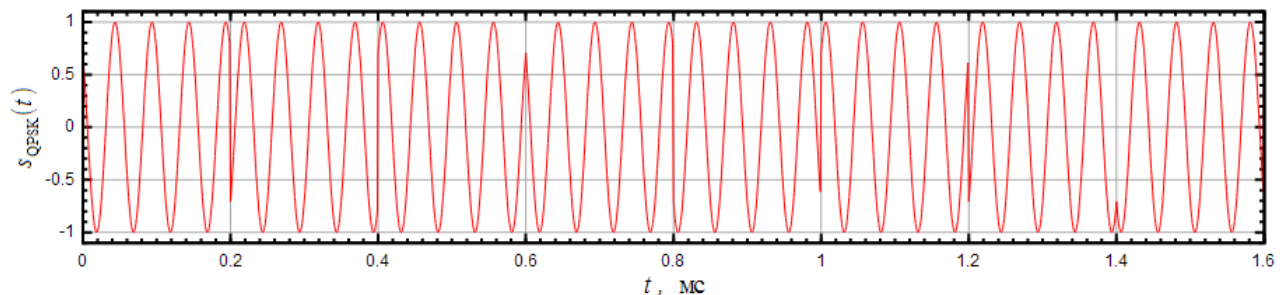


Рисунок 2.22 – Осциллограмма QPSK сигнала

Обратим внимание, что фаза несущего колебания может принимать четыре значения: $\pm\pi/4$ и $\pm3\cdot\pi/4$ радиан. При этом фаза следующего символа относительно предыдущего может не измениться, или измениться на $\pm\pi/2$ или на $\pm\pi$ радиан. Также отметим, что при скорости передачи информации $Br=10$ кбит/с, мы имеем символьную скорость $Sr = Br / 2 = 5$ кбит/с, и длительность одного символа $T = 1 / Sr = 0.2$ мс, что отчетливо видно на осциллограмме (скачок фазы происходит через 0.2 мс).

На рисунке 2.23 показан спектр BPSK $|S_{BPSK}(f)|^2$ и спектр QPSK $|S_{QPSK}(f)|^2$ сигналов при $Br=10$ кбит/с и несущей частоте 100 кГц. Можно заметить, что ширина главного лепестка, а также боковых лепестков QPSK сигнала вдвое меньше чем у BPSK сигнала при одной скорости передачи информации. Это обусловлено

тем, что символьная скорость Sr QPSK сигнала вдвое меньше скорости передачи информации Br , в то время как символьная скорость BPSK равна скорости передачи информации. Уровни боковых лепестков QPSK и BPSK равны.

2.5.2. Формирование спектра QPSK сигнала с помощью фильтров Найквиста

Ранее в разделе 2.4 мы рассматривали вопрос сужения полосы сигнала при использовании формирующих фильтров Найквиста с частотной характеристикой вида приподнятого косинуса. Формирующие фильтры позволяют обеспечить передачу BPSK сигнала со скоростью 1 бит/с на 1 Гц полосы сигнала при исключении межсимвольной интерференции на приемной стороне. Однако такие фильтры нереализуемы, поэтому на практике применяют формирующие фильтры обеспечивающие 0.5 бит/с на 1 Гц полосы сигнала. В случае с QPSK скорость передачи Br информации вдвое больше символьной скорости Sr , тогда использование формирующих фильтров дает нам возможность передавать 0.5 символа в секунду на 1 Гц полосы, или 1 бит/с цифровой информации на 1 Гц полосы при использовании фильтра с АЧХ вида приподнятого косинуса. Мы говорили, что импульсная характеристика $h(t)$ формирующего фильтра Найквиста зависит от параметра $0 \leq \beta \leq 1$ и имеет вид:

$$h(t) = \text{sinc}(\pi \cdot t / T) \cdot w(t); w(t) = \frac{\cos(\pi \cdot \beta \cdot t / T)}{1 - 4 \cdot \beta^2 \cdot t^2 / T^2} \quad (2.25)$$

На рисунке 2.23 показаны спектры $|S_{BPSK}(f)|^2$ и $|S_{QPSK}(f)|^2$ при использовании формирующих фильтров Найквиста с параметром $\beta = 1$.

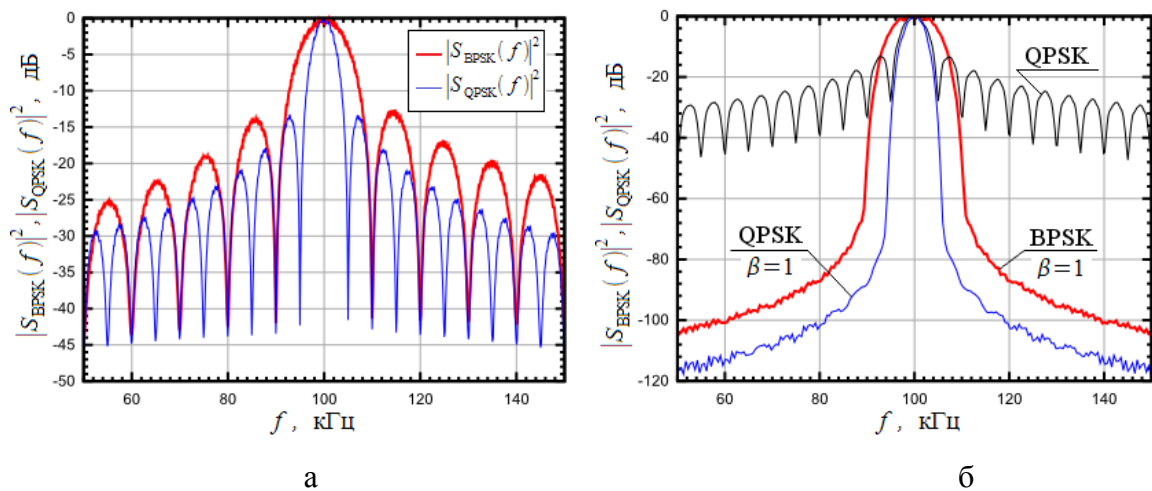


Рисунок 2.23 – Спектр QPSK сигнала а) без использования фильтра Найквиста б) с использованием фильтра Найквиста

На рисунке 2.23 черным показан спектр QPSK сигнала без использования формирующего фильтра. Видно что применение фильтра Найквиста позволяет полностью подавить боковые лепестки как в спектре BPSK так и в спектре QPSK сигналов. Структурная схема QPSK модулятора при использовании формирующего фильтра показана на рисунке 2.24.

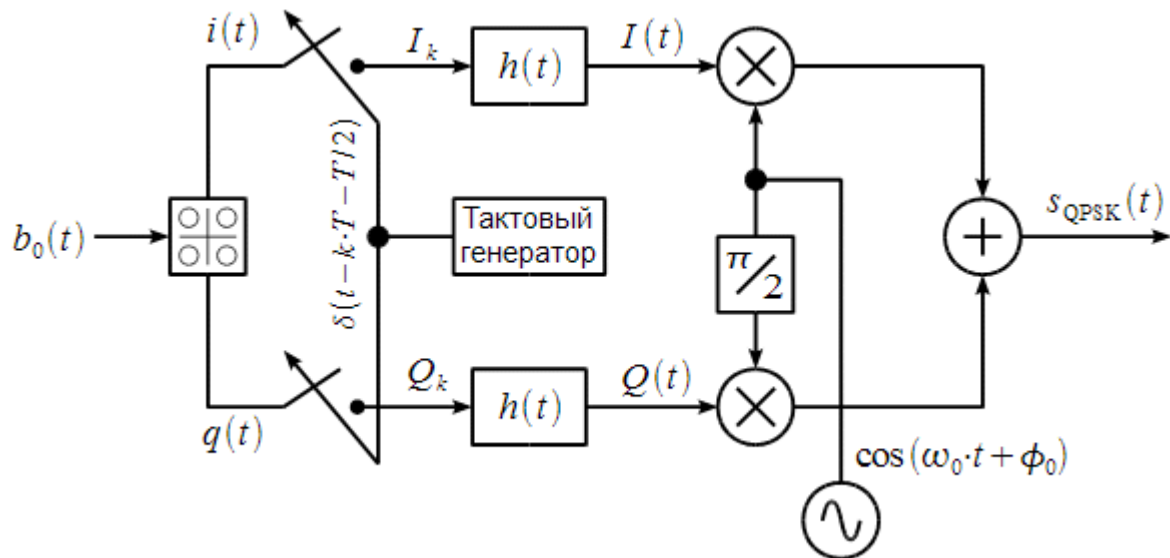


Рисунок 2.24 – Структурная схема QPSK модулятора с использованием формирующего фильтра

Графики, поясняющие работу QPSK модулятора показаны на рисунке 2.25.

Цифровая информация поступает со скоростью Br и преобразуется в символы $i(t)$ и $q(t)$ в соответствии с созвездием QPSK, длительность одного передаваемого символа равна $T = 1/Sr = 2/Br$. Тактовый генератор выдает последовательность дельта-импульсов с периодом T , но отнесенных к центру импульса $i(t)$ и $q(t)$, как это показано на четвертом графике. Импульсы тактового генератора стробируют $i(t)$ и $q(t)$ при помощи ключей и получаем отсчеты I_k и Q_k , показанные на двух нижних графиках, которые возбуждают формирующий фильтр интерполятор с импульсной характеристикой $h(t)$ и на выходе имеем синфазную $I(t)$ и квадратурную $Q(t)$ составляющие комплексной огибающей, которые подаются на универсальный квадратурный модулятор.

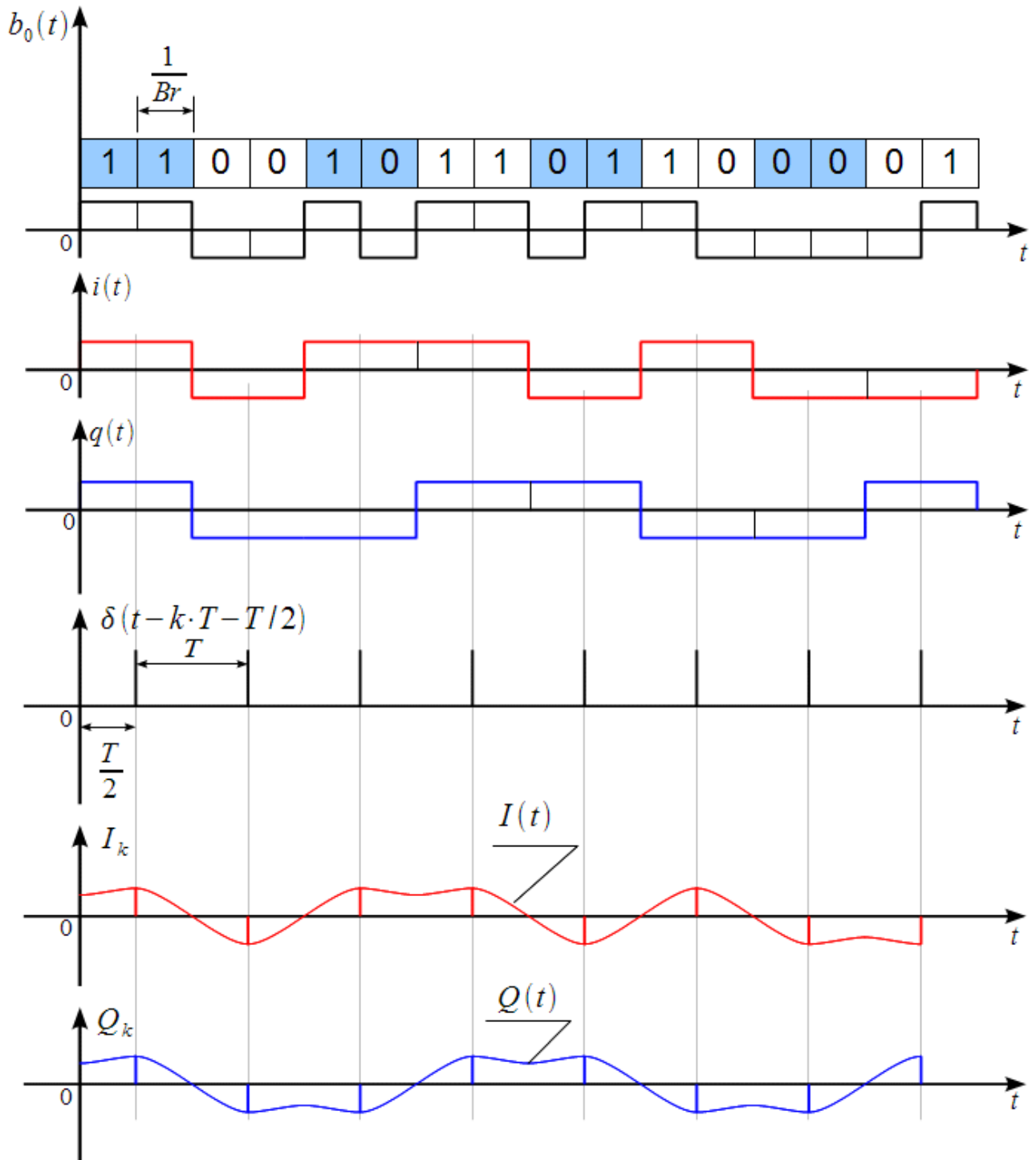


Рисунок 2.25 – Алгоритм формирования QPSK сигнала

На выходе модулятора получаем QPSK сигнал с подавлением боковых лепестков спектра.

При непрерывном движении вектора комплексной огибающей его амплитуда начинает меняться во времени, значит у QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра начинает меняться амплитудная огибающая $a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$, что наглядно демонстрируется осциллограммой QPSK сигнала, показанной на рисунке 2.26.

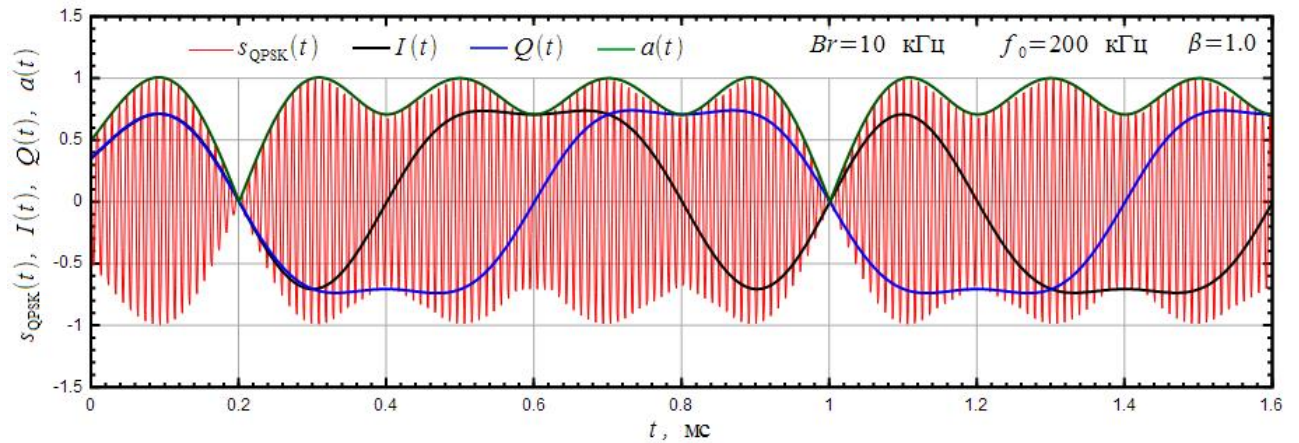


Рисунок 2.26 – Осциллограмма QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра Найквиста

Видно, что фильтр Найквиста приводит к появлению паразитной амплитудной модуляции. При этом в точках, когда и синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ составляющие комплексной огибающей равны нулю, амплитуда $a(t)$ QPSK сигнала также падает до нуля, и фаза поворачивается на π радиан. Важно отметить, что при непрерывных $I(t)$ и $Q(t)$ фазовая огибающая (2.23) также становится непрерывной функцией времени и перестает меняться скачкообразно а плавно перетекает от символа к символу, что и приводит к сужению спектра QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра.

2.6. Модуляция $\pi/4$ DQPSK.

Дифференциальная квадратурная фазовая манипуляция (Differential Quadrature Phase Shift Keying, DQPSK) с фазовым сдвигом $\pi/4$. Метод модуляции, в котором используется алфавит из четырех символов $\{\pi/4, 3\pi/4, -\pi/4, -3\pi/4\}$, каждому из которых ставится в соответствие два бита данных $\{00, 01, 10, 11\}$. Точки модулированного сигнала QPSK со сдвигом фазы $\pi/4$ выбираются поочередно из одного из двух созвездий QPSK, повернутых относительно друг друга на 45° ($\pi/4$). На рисунке 2.27 показаны точки этих созвездий, а также объединенное созвездие и возможные траектории переходов точек созвездия. Поочередный выбор точек одного из двух созвездий обеспечивает обязательное наличие сдвига фазы между соседними символами, при этом сдвиг фазы будет кратен $\pi/4$. Изменение фазы от символа к символу облегчает восстановление тактовой частоты и синхронизацию приемного тракта. Максимальный сдвиг фазы сигнала $\pi/4$ DQPSK - 135° (у QPSK - 180°). Поэтому при ограничении полосы частот сигнал $\pi/4$ -QPSK имеет более

постоянную огибающую, чем сигнал QPSK. Основным достоинством $\pi/4$ -QPSK является возможность некогерентной демодуляции, т.к. не требуется знание значения фазы несущей частоты [6].

Передача данных осуществляется следующим образом. Входной битовый поток $m(t) = m_k, k = 1, 2, \dots$ разбивается как при QPSK на два потока $m_I(t) = m_{I,k}$ и $m_Q(t) = m_{Q,k}$, период символов в которых равен удвоенному периоду символа потока $m(t)$. К-е квадратурная и синфазная составляющие созвездия, обозначаемые как I_k и Q_k для $kt < t < (k+1)T$ задаются:

- Предыдущими значениями I_{k-1} и Q_{k-1} ,
- θ_k , обозначающей сдвиг фазы, определяемый входным дибитом (пар битов). То есть θ_k является функцией от текущего дебита $m_{I,k}, m_{Q,k}$.
- Таким образом, фаза текущего символа Φ_k является функцией θ и фазы предыдущего символа Φ_{k-1} .

I_k и Q_k , представляют прямоугольные импульсы на периоде символа с амплитудами, описываемыми уравнениями:

$$\begin{aligned} I_k &= \cos \phi_k, \\ Q_k &= \sin \phi_k, \end{aligned}$$

где $\phi_k = \phi_{k-1} + \theta_k$. Окончательно сигнал $\pi/4$ DQPSK задается уравнением:

$$S(t)_{\pi/4\text{-QPSK}} = I_k \cos(\omega_c t) - Q_k \sin(\omega_c t)$$

в котором не учтены масштабируемые коэффициенты \sqrt{E} и $\sqrt{2/T}$.

Таблица 2.1 – Дибиты, отображаемые в сдвиге фазы между соседними символами.

Дибит $m_{I,k}, m_{Q,k}$	θ_k
11	$\pi/4$
01	$3\pi/4$
00	$-3\pi/4$
10	$-\pi/4$

Реализация $\pi/4$ -QPSK осуществляется путем выполнения следующих шагов:

- Разбивается входной битовый поток на дибиты.
- К-й дибит $[m_{I,k}, m_{Q,k}]$ проецируется на сдвиг фазы θ_k в соответствии с таблицей 2.1.

- Определяется абсолютное значение фазы несущей по формуле $\phi_k = \phi_{k-1} + \theta_k$.
- Определяется синфазная I_k и квадратурная Q_k составляющие точки созвездия по формулам $I_k = \cos \phi_k$ и $Q_k = \sin \phi_k$.
- Генерируется сигнал в соответствии с уравнением:

$$S(t)_{\pi/4\text{-QPSK}} = I_k \cos(\omega_c t) - Q_k \sin(\omega_c t)$$

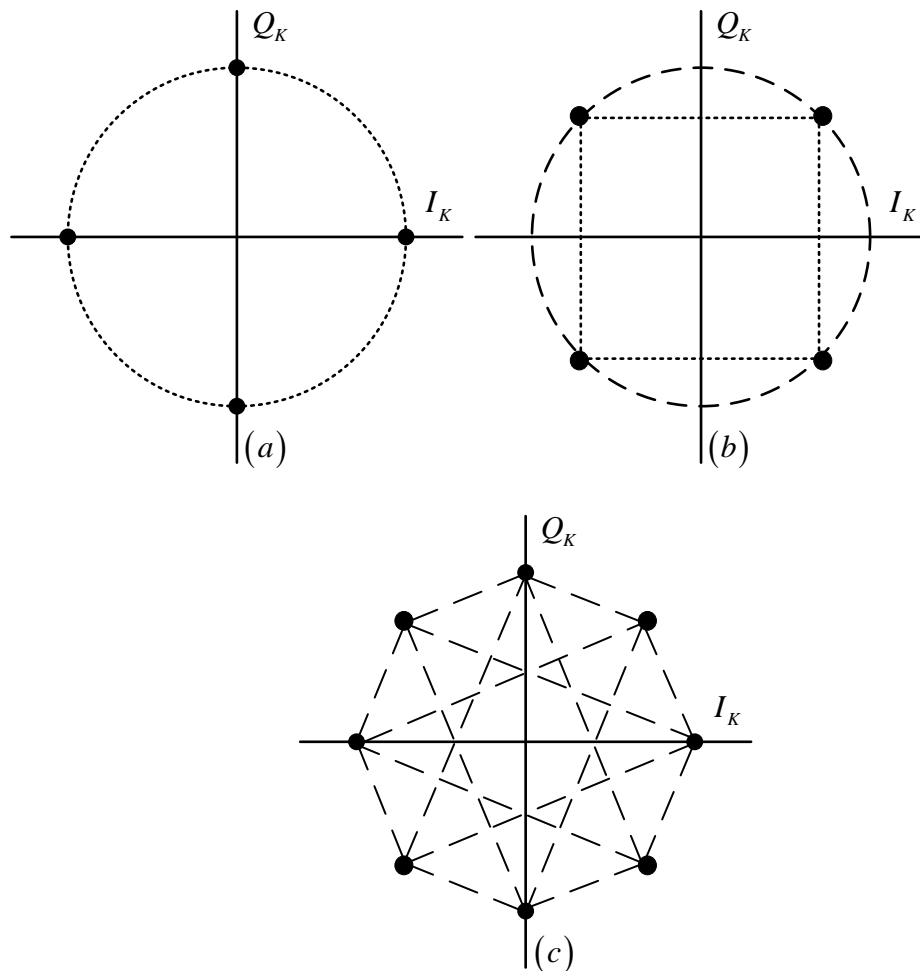
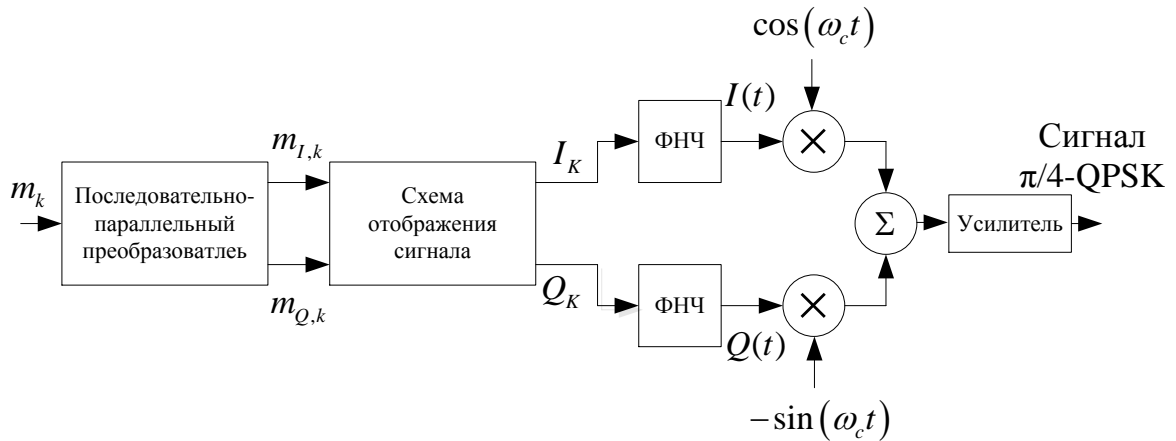


Рисунок 2.27 – Точки созвездия $\pi/4$ -QPSK: а) возможные состояния для θ_k при $\theta_{k-1} = n\pi/4$ б) возможные состояния для θ_k при $\theta_{k-1} = n\pi/4$ в) все возможные состояния

[6]

Информация о дибите в сигнале $\pi/4$ -QPSK полностью содержится в сдвиге фазы между соседними символами θ_k .

Рисунок 2.28 – Блок схема модулятора $\pi/4$ -QPSK [6]

Сигналы $\pi/4$ -QPSK широко используются в системах сотовой и транкинговой связи, беспроводных телефонах, особенно в странах Азии и Северной Америки.

2.7. Ортогональная модуляция.

При такой модуляции для сигналов ансамбля S_M выполняется условие ортогональности [5]:

$$\int_T s_i(t)s_j(t)dt = 0 \quad \text{при } i \neq j \quad (2.26)$$

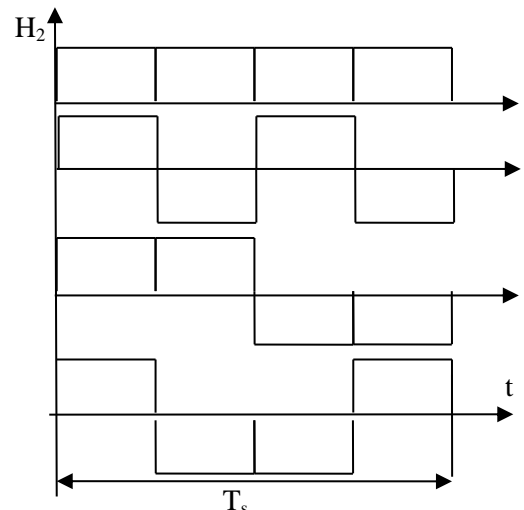
Операция кодирования состоит в отображении блока из последовательных независимых двоичных символов в один из $M = 2^n$ подлежащих передаче сигналов, т.е. происходит переход от передачи символов двоичного алфавита к передаче символов модуляции M -ичного алфавита. Причем символы M -ичного алфавита должны приниматься целыми пачками символов.

Известны различные алгоритмы построения ансамблей (множеств) ортогональных цифровых сигналов. Рассмотрим достаточно универсальный метод построения ансамбля ортогональных сигналов в виде двоичных кодовых последовательностей Уолша [5].

Ансамбль таких последовательностей строится на основе матриц Адамара. Матрица Адамара первого порядка $\{k = 1, M = 2\}$ имеет следующий вид [5]:

$$H_1 = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{vmatrix}$$

Матрица Адамара второго порядка $\{k = 2, M=4\}$:

Рисунок 2.29 – Ансамбль 4 ортогональных сигналов H_2

$$H_2 = \begin{vmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{vmatrix}$$

где все элементы матрицы $-H_1$ противоположны элементам матрицы H_1 . По аналогии с построением матриц H_1 и H_2 строится матрица Адамара $k+1$ -го порядка:

$$H_{k+1} = \begin{vmatrix} H_k & H_k \\ H_k & -H_k \end{vmatrix} \quad (2.27)$$

Строки матриц, построенных во времени по правилам (2.26), представляют собой ансамбль n ортогональных сигналов (рис.2.29). Для любой пары ортогональных кодовых слов из ансамбля (рис 2.29) половина двоичных символов совпадает, половина противоположна.

Биортогональные сигналы. Ансамбль из $M = 2^k$ биортогональных сигналов может быть построен из некоторого множества, содержащего 2^{k-1} ортогональных сигналов, путем добавления к нему 2^{k-1} сигналов противоположных сигналам исходного ансамбля и имеет следующий вид:

$$H_k = \begin{vmatrix} H_{k-1} \\ -H_{k-1} \end{vmatrix} \quad (2.28)$$

Так для $k = 3$ ансамбль из восьми биортогональных сигналов будет выглядеть по формуле (2.28):

$$H_3 = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \end{vmatrix}$$

Демодуляция (корреляционный прием) ортогональных сигналов. При корреляционном приеме все вспомогательные параметры сигнала предполагаются в точности известными на приемной стороне [5].

Применительно к данному случаю будем говорить, что по рассматриваемой линии связи на k -м тактовом интервале, т.е. на отрезке времени от $t_k = t_0 + kTs$ до $t_{k+1} = t_0 + (k+1)Ts$, передается сигнал $s_k(t)$, который может принять одно из M состояний ($k = 1, 2, \dots, M$) в зависимости от значения очередного транслируемого символа сообщения.

Для наблюдателя, принимающего сигнал $z(t)$, выбор номера k , передаваемого сигнала, является случайным. Заранее (априори) предполагаются известными лишь вероятности P_j ($j=1, 2, \dots, M$) выбора того или иного значения, подлежащего передаче символа сообщения, и, следовательно, того или другого сигнала. После анализа принятого на рассматриваемом тактовом интервале напряжения $z(t)$ у наблюдателя на приемной стороне появляются дополнительные сведения о выбранном в действительности сигнале.

В случае помехи в виде полосно-ограниченного белого шума, равенства априорных вероятностей P_j и равенства энергии всех сигналов структурная схема приемника, реализующая алгоритм максимального правдоподобия, приведена на рис.2.6.

В первом приближении принимаемый сигнал $z(t)$ можно представить в виде:

$$z(t) = s_i(t) + n(t),$$

где $n(t)$ - полосно-ограниченный белый шум.

Предполагается, что в приемнике есть копии сигналов из ансамбля и точно известно время поступления очередного символа модуляции. Тогда на выходе интеграторов имеем:

$$\lambda_j = \int_T [s_i(t) + n(t)]s_j(t)dt = \int_T [s_i(t)s_j(t)dt + \int_T n(t)s_j(t)dt \tag{2.29}$$

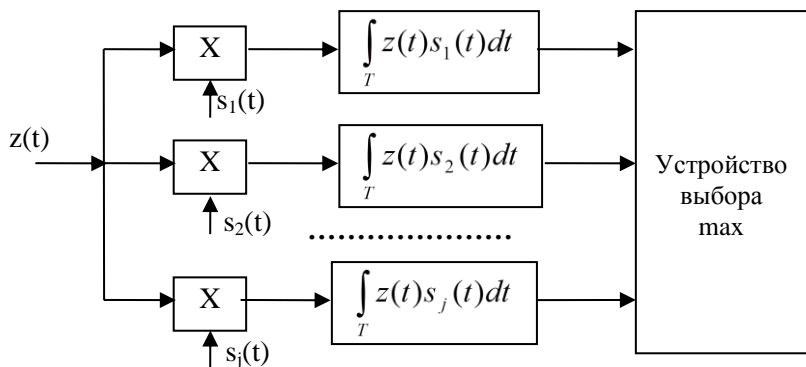


Рисунок 2.30 – Корреляционный приемник ортогональных сигналов

При $i = j$ первый интеграл d (2.29) равен энергии i -го символа E_i , а при $i \neq j$ он равен нулю в силу условия ортогональности. Второй член суммы (2.29) определяет

взаимную энергию (корреляцию) помехи и j -го символа модуляции и ввиду их статистической независимости даст равные значения в каждом канале приемника. *Устройство выбора* определяет канал с максимальным уровнем сигнала, идентифицирует переданный символ модуляции и ставит ему в соответствие символ сообщения. Приемник, приведенный на рисунке 2.30 называется *корреляционным* приемником.

Оценки помехоустойчивости при когерентном приеме. При анализе помехоустойчивости ортогональной модуляции следует учитывать два обстоятельства, поразному влияющие на итоговый показатель помехоустойчивости:

- энергия символа модуляции E_M в M раз больше энергии бита, это ведет к повышению помехоустойчивости;

- при использовании двоичных сигналов ошибка приведет к тому, что вместо передаваемого символа 1 (0) можно принять только ему альтернативный 0 (1). При равновероятной передаче одного из символов M -ичного алфавита ошибка может привести к приему с равной вероятностью любого из $(M - 1)$ оставшихся символов. Это ведет к снижению помехоустойчивости.

Для количественной оценки помехоустойчивости при M -ичном кодировании и приеме по критерию максимального правдоподобия воспользуемся без вывода рядом известных результатов. Каждый из принимаемых при такой передаче сигналов декодируется в k информационных бит.

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2/2} [\Phi(x + \sqrt{\frac{2E_M}{N_0}})]^{M-1} dx \right\} \quad (2.30)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-y^2/2} dy$ - функция ошибок.

Вычисления по формуле (2.30) возможны только численными методами

В частном случае, когда $k=1$, а $M = 2$, из выражения (2.30) следует широко известное выражение:

$$P_b = 1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.31)$$

3. Ортогональное частотное мультиплексирование данных (OFDM)

Ортогональное частотное мультиплексирование данных (OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing) представляет собой специальный случай одновременной передачи потока цифровых данных по многим частотным каналам, который будет также рассмотрен в разделе 4.4 (со многими несущими или поднесущими колебаниями). Одним

из привлекательных свойств данной технологии считается относительно высокая устойчивость по отношению к частотно-селективным замираниям и узкополосным помехам.

По сути, OFDM является частным случаем техники передачи данных с использованием множества несущих (Multi Carrier Modulation - MCM). Главный принцип MCM заключается в том, чтобы разделить основной поток бит на ряд параллельных подпотоков с низкой скоростью передачи и затем использовать их для модуляции нескольких несущих (поднесущих). При этом, вообще говоря, к каждой из поднесущих может быть применена любая техника модуляции [7].

При формировании OFDM-сигнала необходимо обеспечить ортогональность поднесущих. Поэтому сначала, исходя из характера входных данных, определяются требуемый частотный спектр и необходимая схема модуляции. Каждая поднесущая связывается со своим подпотоком данных. Амплитуда и фаза поднесущей вычисляются на основе выбранной схемы модуляции. В качестве такой схемы может выступать бинарная фазовая манипуляция (Binary Phase Shift Keying, BPSK), квадратурная фазовая манипуляция (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) или квадратурная амплитудная модуляция (Quadrature Amplitude Modulation, QAM), которая рассмотрена в разделе 2.5. Затем с помощью обратного преобразования Фурье (IFT) амплитуда как функция частоты преобразуется в функцию от времени (преимущественно используется вариант обратного быстрого преобразования Фурье - IFFT). Принимающая аппаратура с помощью прямого быстрого преобразования Фурье (FFT) преобразует амплитуду сигналов как функцию от времени в функцию от частоты, формируя при этом набор ортогональных синусоид [7].

За счёт применения преобразований Фурье частотный диапазон делится на поднесущие, спектры которых перекрываются (рисунок 3.1б), но остаются ортогональными.

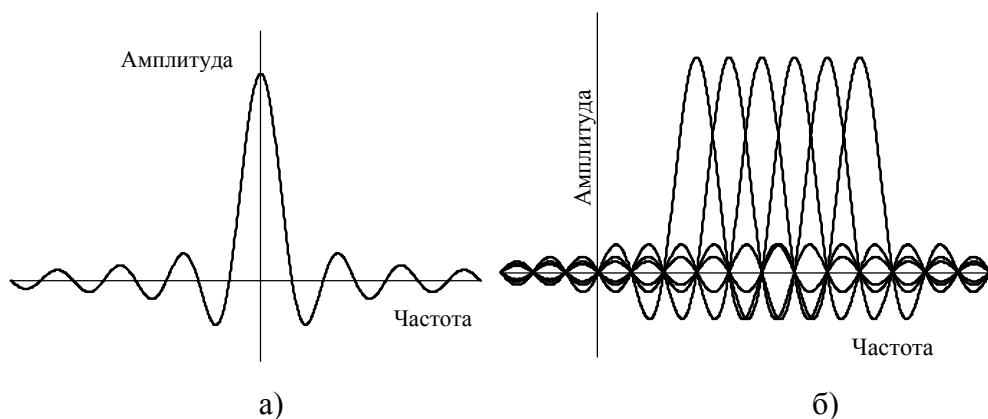


Рисунок 3.1 – Частотное представление OFDM символа [7]

Выражение, описывающее OFDM сигнал в идеальных условиях, имеет вид [8]:

$$p(t) = \text{rect}(t) \sum_{m=0}^{M-1} A_m \exp(j\varphi_m) \exp(j2\pi m\Delta f t), \quad (3.1)$$

где $\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T, \\ 0, & \text{в остальных случаях;} \end{cases}$

A_m – амплитуда поднесущей с частотой f_m ;

φ_m – начальная фаза поднесущей с частотой f_m ;

M – количество поднесущих в OFDM сигнале;

$T = \frac{1}{\Delta f}$ – длительность OFDM сигнала;

Δf – расстояние между поднесущими.

В дискретном виде, во временном представлении OFDM сигнал записывается как:

$$p(n) = \sum_{m=0}^{N-1} A_m \exp(j\varphi_m) \exp(j2\pi m \frac{n}{N}), \quad n = \{0, 1, 2, \dots, N-1\}, \quad (3.2)$$

с учётом $t = n \frac{T}{N} = \frac{n}{N\Delta f}$,

где n – номер дискретного отсчета времени; N – число отсчетов сигнала на интервале времени T .

В дискретном виде, в частотном представлении OFDM сигнал записывается как:

$$q(k) = \sum_{m=0}^{N-1} p(n) \exp(-j2\pi k \frac{n}{N}), \quad k = \{0, 1, 2, \dots, N-1\}, \quad (3.3)$$

где $q(k)$ – спектр OFDM сигнала; k – номер поднесущей.

Подставляя выражение (3.2) в (3.3) получим развернутое представление OFDM сигнала в частотной области:

$$q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} A_m \exp(j\varphi_m) \exp\left(-j2\pi(m-k) \frac{n}{N}\right). \quad (3.4)$$

При распространении радиочастотного сигнала в радиоканале происходит рассеивание и переотражение сигнала от неоднородностей канала. В системах связи для борьбы с эффектами, вносимыми многолучевым каналом распространения, применяется защитный интервал, называемый циклическим префиксом. Он представляет собой копию отсчетов сигнала из окончания OFDM символа. Длина циклического префикса выбирается в соответствии с максимально возможной задержкой сигнала в канале РРВ. Циклический префикс является избыточной информацией и в этом смысле снижает полезную (информационную) скорость передачи, но именно он служит защитой от возникновения

межсимвольной интерференции, появляющейся из-за нарушения ортогональности между символами. Указанная избыточная информация добавляется к передаваемому символу в передатчике и отбрасывается при приеме символа в приемнике. На рисунке 3.2 приведена временная структура OFDM символа [8].

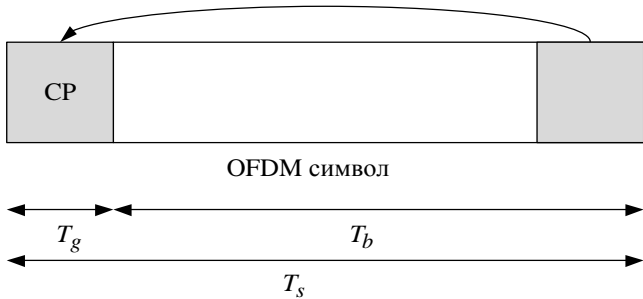


Рисунок 3.2 – Временная структура OFDM символа

Однако этот механизм не предотвращает внутрисимвольную интерференцию – наложение сигналов с одним и тем же символом, пришедших с фазовой задержкой. В результате информация может полностью исказиться или (например, при фазовом сдвиге 180^0) просто исчезнуть [8]. Для предотвращения потери информации при пропадании отдельных символов или их фрагментов стандарт IEEE 802.16-2009 предусматривает эффективные средства канального кодирования.

Обратимся теперь к вопросу о практической реализации ансамбля ортогональных многочастотных сигналов.

Прямой способ формирования, вытекающий непосредственно из описания сигналов, представлен на рис. 3.3.

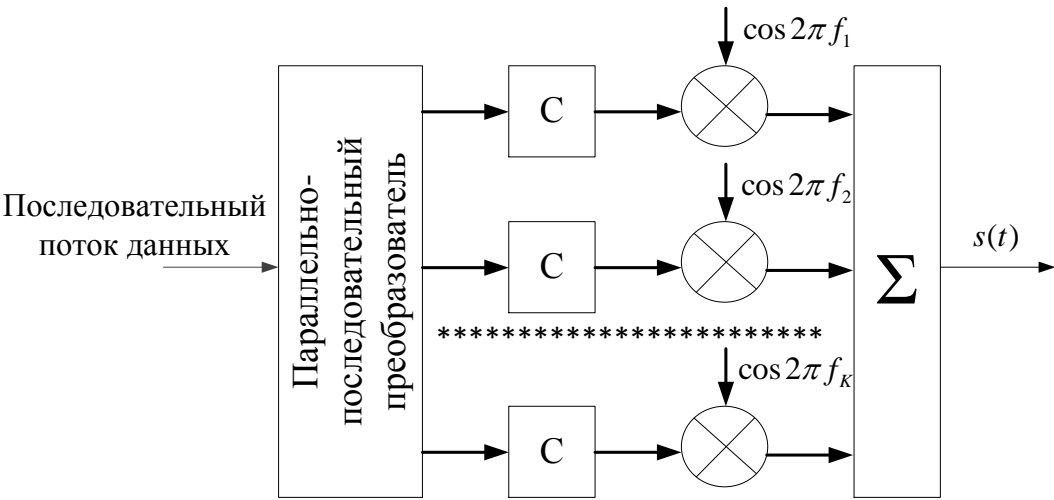


Рисунок 3.3 – Структурная схема прямого формирования OFDM-сигналов [7]

Формирователь состоит из преобразователя последовательного потока данных в параллельный, синтезаторов C формы сигналов, обеспечивающих заданный вид огибающей, совокупности умножителей (преобразователей частоты), позволяющих перенести спектр сигналов на заданные частоты f_1, \dots, f_K , и, наконец, сумматора Σ , на выходе которого и формируется многочастотный сигнал $S(t)$.

При всей очевидности представленного на рисунке 3.3 метода формирования OFDM-сигналов следует признать его непрактичность, поскольку он предполагает одновременную работу K сфазированных генераторов, что при достаточно больших значениях K представляется бесперспективным.

4. Методы организации каналов с множественным доступом.

Ресурс связи (communications resource — CR) представляет время и ширину полосы, доступные для передачи сигнала в определенной системе. Графически ресурс связи можно изобразить на двухмерном графике, где ось абсцисс представляет время, а ось ординат — частоту. Для создания эффективной системы связи необходимо спланировать распределение ресурса между пользователями системы, чтобы время/частота использовались максимально эффективно. Результатом такого планирования должен быть равноправный доступ пользователей к ресурсу [2].

С проблемой совместного использования ресурса связи связаны термины “уплотнение” и “множественный доступ”. Разница между этими понятиями минимальна. При использовании термина *уплотнение* требования пользователя к совместному использованию ресурса связи постоянны либо (в большинстве случаев) изменяются незначительно. Распределение ресурса выполняется априорно, а совместное использование ресурса обычно привязывается к локальному устройству (к примеру, монтажной плате). Применение *множественного доступа*, как правило, требует *удаленного совместного использования* ресурса, как, например, в случае спутниковой связи. При динамической схеме множественного доступа контроллер системы должен учитывать потребности каждого пользователя ресурса связи. Время, необходимое для передачи соответствующей управляющей информации, устанавливает верхний предел эффективного использования ресурса связи.

Существует три основных способа увеличения пропускной способности (общей скорости передачи данных) ресурса связи. Первый состоит в увеличении эффективной изотропно-излучаемой мощности (effective isotropic radiated power — EIRP) передатчика или в снижении потерь системы, что в любом случае приведет к увеличению отношения

сигнал-шум. Второй способ — это увеличение ширины полосы канала. Третий способ заключается в повышении эффективности распределения ресурса связи. Одна из возможных реализаций этого способа — множественный доступ. Пример: спутниковый транспондер, который должен эффективно распределить ограниченный ресурс связи между большим количеством пользователей, обменивающихся цифровой информацией. При этом пользователи могут требовать различных скоростей передачи данных и иметь разные рабочие циклы. Основные способы распределения ресурса связи приводятся ниже.

- *Частотное разделение* (frequency division — FD). Распределяются определенные поддиапазоны используемой полосы частоты.
- *Временное разделение* (time division — TD). Пользователям выделяются периодические временные интервалы. В некоторых системах пользователям предоставляется ограниченное время для связи. В других случаях время доступа пользователей к ресурсу определяется динамически.
- *Кодовое разделение* (code division — CD). Выделяются определенные элементы набора ортогонально (либо почти ортогонально) распределенных спектральных кодов, каждый из которых использует весь диапазон частот.
- *Пространственное разделение* (space division — SD), или *многолучевое многократное использование частоты*. С помощью точечных лучевых антенн радиосигналы разделяются и направляются в разные стороны. Данный метод допускает многократное использование одного частотного диапазона.
- *Поляризационное разделение* (polarization division — PD), или *двойное поляризационное многократное использование частоты*. Для разделения сигналов применяется ортогональная поляризация, что позволяет использовать один частотный диапазон.

Ключевым моментом во *всех* схемах уплотнения и множественного доступа является то, что при использовании ресурса различными сигналами интерференция не дает неуправляемых взаимных помех, которые делают невозможным процесс детектирования. Интерференция допустима до тех пор, пока сигналы одного канала незначительно увеличивают вероятность появления ошибок в другом канале. Избежать взаимных помех между разными пользователями позволяет использование в разных каналах ортогональных сигналов, при котором выполняется условие согласно формуле (2.10).

4.1. Множественный доступ с частотным разделением.

Ресурс связи представлен на рис. 4.1 в виде частотно-временной зависимости. Спектральное распределение по каналам является примером технологии FDM или FDMA. Здесь распределение сигналов или пользователей по диапазону частот является *долгосрочным* или *постоянным*. Ресурс связи может одновременно содержать несколько сигналов, разнесенных в спектре. Первый частотный диапазон содержит сигналы, которые используют промежуток частот между f_0 и f_1 второй — между f_2 и f_3 и т.д. Области спектра, находящиеся между используемыми диапазонами, называют *защитными полосами частот*. Защитные полосы являются своеобразным буфером, который позволяет снизить интерференцию между соседними (по частоте) каналами [2].

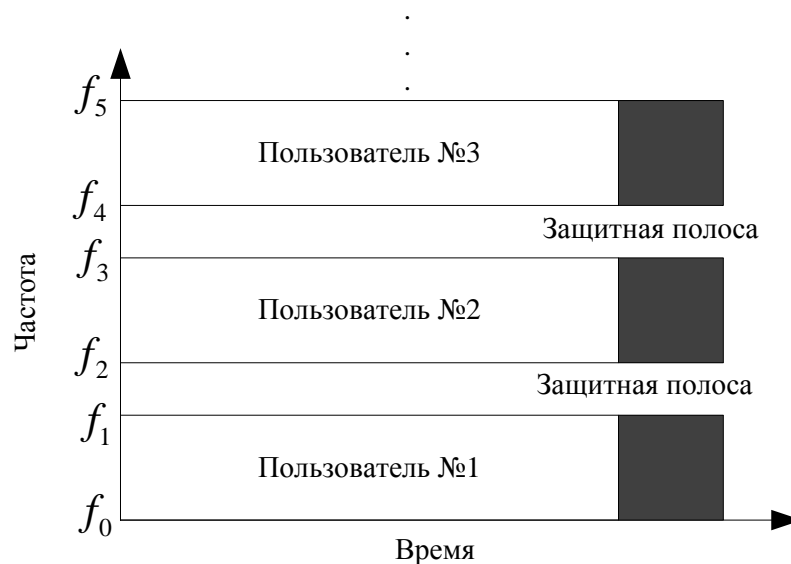


Рисунок 4.1 – Уплотнение с частотным разделением

Может возникнуть вопрос: как преобразовать немодулированный сигнал так, чтобы он использовал более высокий диапазон частот? Ответ: при помощи *наложения* или *смешивания (модуляции)* информационного сигнала и синусоидального сигнала фиксированной частоты.

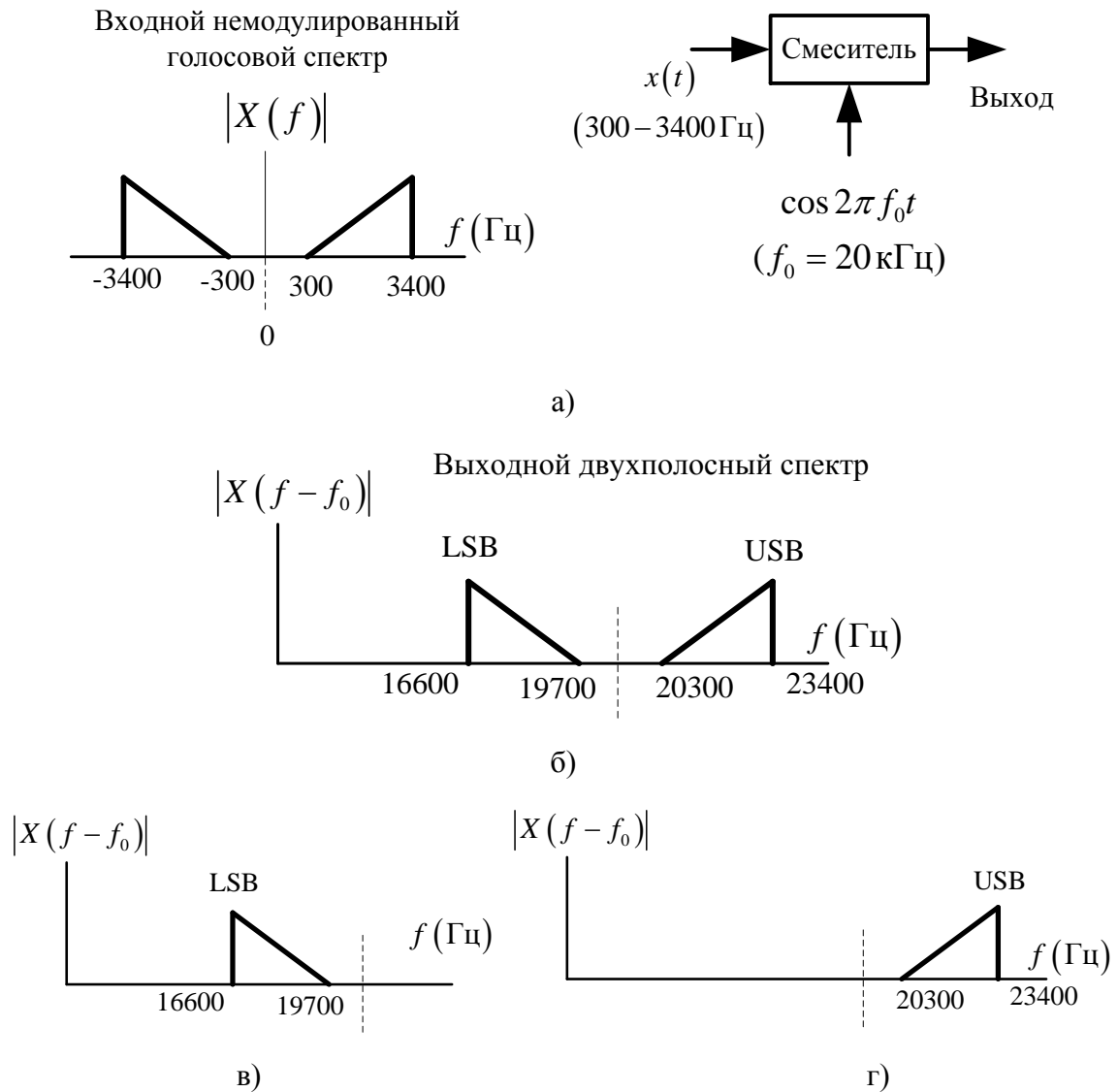


Рисунок 4.2 Смешивание сигналов: а) процесс смешивания; б) выходной спектр смесителя; в) нижняя боковая полоса; г) верхняя боковая полоса

Если два модулируемых входных сигнала описываются синусоидами с частотами f_A и f_B , их смешение или перемножение дает частоты f_{A+B} и f_{A-B} . Процесс модуляции описывается следующим тригонометрическим равенством:

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A+B) + \cos(A-B)]. \quad (4.1)$$

На рис. 4.2а показано модулирование типичного голосового телефонного сигнала $x(t)$ (частоты немодулированного сигнала принадлежат диапазону 300-3400 Гц) синусоидальным сигналом с частотой 20 кГц. Двусторонний спектр немодулированного сигнала, $|X(f)|$, показан на рис. 4.2а. Может ли смеситель сигналов быть линейным устройством? Нет. Выходной сигнал линейного устройства будет иметь *те же*

составляющие частоты, что и входной сигнал. Различие может быть лишь в амплитуде и/или фазе.

На рисунке 4.2б. представлен односторонний спектр $|X(f - f_0)|$ на выходе смесителя. В результате смешивания, описанного в уравнении (4.1), спектр смещается в сторону более высоких частот, по сравнению с немодулированным спектром, и центрирован теперь на частоте 20 кГц. Данный спектр называют двухполосным (double-sideband — DSB), поскольку информация находится в двух различных диапазонах частот. На рис. 4.2.в показана нижняя боковая полоса (lower sideband — LSB), которой принадлежат частоты 16600-19700 Гц. Иногда нижнюю боковую полосу называют *инвертированной боковой полосой*, поскольку частотные составляющие этой полосы расположены в обратном порядке, по сравнению с немодулированным сигналом. Подобным образом фильтрация может использоваться для выделения верхней боковой полосы (upper sideband — USB), которой, как показано на рис. 4.2, г, принадлежат частоты 20300-23400 Гц. Данную боковую полосу иногда называют *прямой*, поскольку частотные составляющие этой полосы расположены в том же порядке, что и в немодулированном сигнале. Обе боковые полосы спектра DSB содержат одну и ту же информацию. Таким образом, для восстановления исходных данных немодулированного сигнала необходима лишь одна боковая полоса — верхняя или нижняя.

На рис. 4.3 приведен простейший пример технологии FDM. В данном случае реализована схема с тремя каналами передачи речи. В канале 1 голосовой сигнал из диапазона 300-3400 Гц модулируется сигналом с частотой 20 кГц. В каналах 2 и 3 аналогичный голосовой сигнал модулируется сигналами с частотами 16 и 12 кГц. В приведенном примере сохраняются лишь нижние боковые полосы. Результатом смешивания и фильтрации (для удаления верхних боковых полос) являются сдвинутые по частоте сигналы, показанные на рис. 4.3. Суммарный выходной сигнал есть сумма трех сигналов и принадлежит диапазону 8,6-19,7 кГц.

На рис. 4.4 представлены два наиболее низких уровня иерархии уплотнения телефонных каналов с использованием FDM. Первый уровень состоит из *группы* 12 каналов, модулируемых поднесущими с частотами из диапазона 60-108 кГц. Вторым уровнем, состоящий из пяти групп (60 каналов), называют *супергруппой*. Супергруппа модулируется поднесущими с частотами из диапазона 312-552 кГц. Уплотненные каналы теперь рассматриваются как составной сигнал, который может передаваться по кабелю или модулироваться несущей с целью последующей радиопередачи.

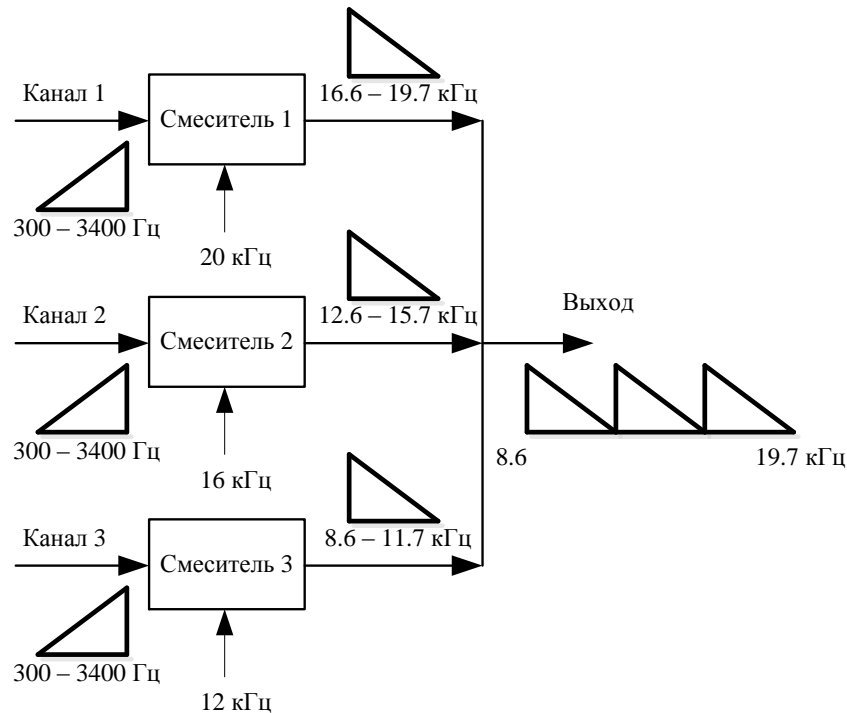


Рисунок 4.3 – Простейший пример FDM. Три сдвинутых по частоте канала передачи речи

4.2. Множественный доступ с временным разделением.

На рис. 4.1 показано совместное использование ресурса связи, выполняемое посредством распределения частотных диапазонов. На рис. 4.5 тот же ресурс связи распределен путем предоставления каждому из M сигналов (или пользователей) всего спектра в течение небольшого отрезка времени, называемого *временным интервалом* (time slot). Промежутки времени, разделяющие используемые интервалы, называются *защитными интервалами* (guard time). Защитный интервал создает некоторую *временную* неопределенность между соседними сигналами и выступает в роли буфера, снижая тем самым интерференцию. На рис. 4.6 приведен пример использования технологии TDMA в спутниковой связи. Время разбито на интервалы, называемые *кадрами* (frame). Каждый кадр делится на *временные интервалы*, которые могут быть распределены между пользователями. Общая структура кадров периодически повторяется, так что передача данных по схеме TDMA — это один или более временных интервалов, которые периодически повторяются на протяжении каждого кадра. Каждая наземная передающая станция транслирует информацию в виде пакетов таким образом, чтобы они поступали на спутник в соответствии с установленным расписанием. После принятия транспондером такие пакеты ретранслируются на Землю вместе с информацией от других передающих станций. Принимающая станция детектирует и разуплотняет уплотненные данные

соответствующего пакета, после чего информация поступает к соответствующим пользователям [2].

Простейшая схема TDM/TDMA именуется *TDM/TDMA с фиксированным распределением*. При использовании такой схемы M временных интервалов, составляющих кадр, заранее распределены между источниками сигнала на достаточно длительный промежуток времени. На рис. 4.7 в виде блок-схемы показана работа такой системы. Операция уплотнения состоит в предоставлении каждому источнику возможности использовать один или более интервалов. Разуплотнение — это распознавание интервалов с последующим распределением данных между соответствующими пользователями.

Два коммутирующих ключа на рис. 4.6 должны быть синхронизированы таким образом, чтобы сообщение, соответствующее источнику 1, попадало на выход канала 1 и т.д. Само по себе сообщение в общем случае состоит из начальной комбинации битов (preamble) и собственно информационной части. Начальная комбинация обычно состоит из элементов, которые отвечают за синхронизацию, адресацию и защиту от ошибок.

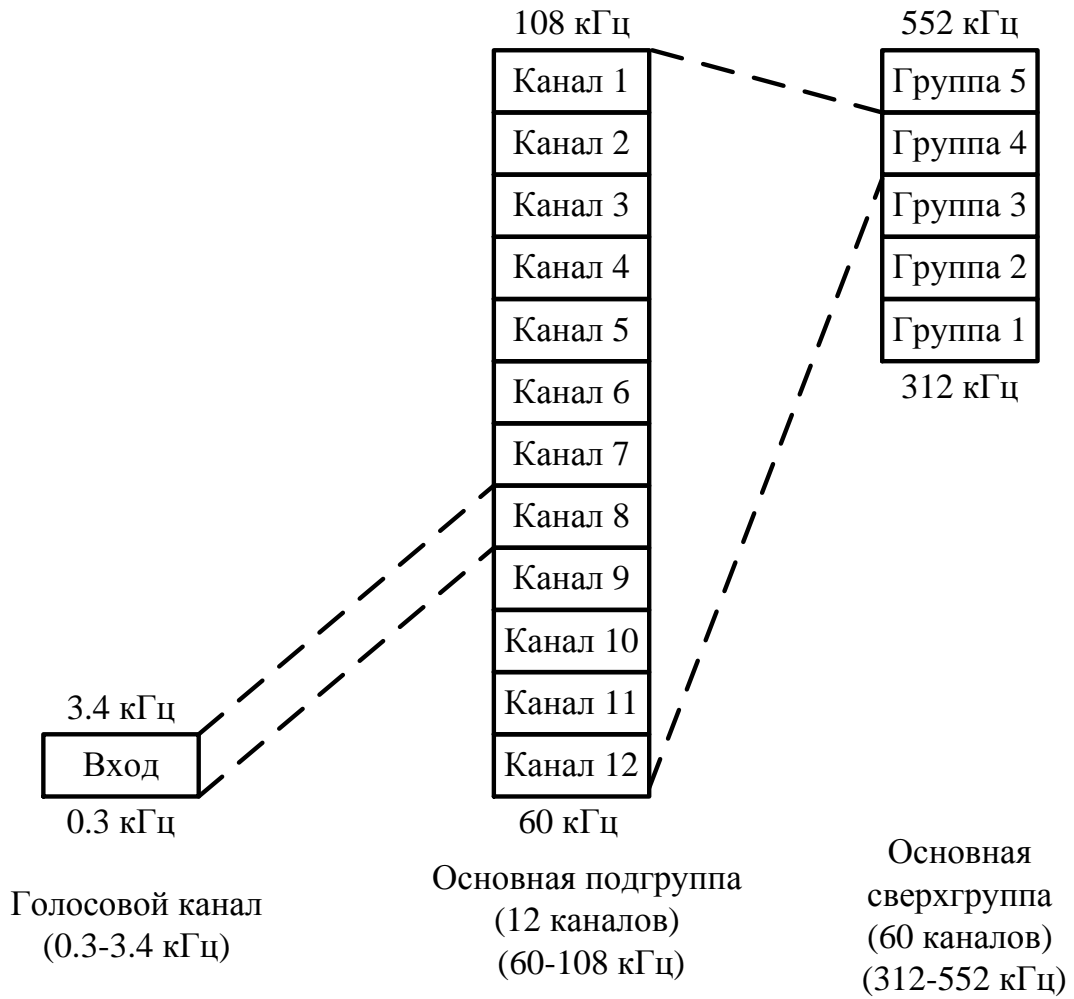


Рисунок 4.4 – Схема модулирования типичной системы уплотнения с частотным разделением

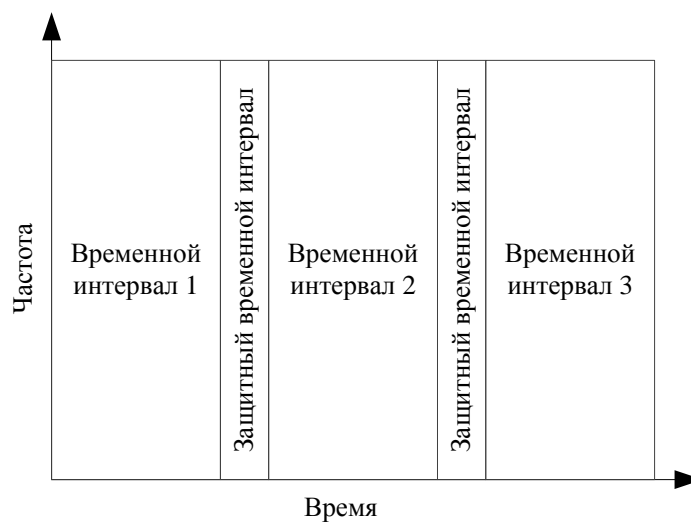


Рисунок 4.5 – Уплотнение с временным разделением

Схема TDM/TDMA с фиксированным распределением является чрезвычайно эффективной, когда требования пользователя можно предвидеть, а поток данных значителен (т.е. временные интервалы практически всегда заполнены). В случае же пульсирующего или случайного потока данных указанный метод себя не оправдывает. Рассмотрим простой пример, представленный на рис. 4.7. Здесь кадр составляют четыре интервала, каждый из которых закреплен за пользователями A , B , C и D . На рисунке 4.7а изображены схемы активности четырех пользователей.

На протяжении первого интервала передачи кадра пользователь C не отправляет данных, пользователь B не передает данных в течение второго интервала, а A — в течение третьего. В случае использования TDMA с фиксированным распределением все интервалы кадра распределены заранее. Если “владелец” интервала не передает данных в течение указанного промежутка времени, данный интервал не используется. На рис.4.7б показан поток данных и неиспользованные интервалы. Если требования пользователей непредсказуемы, как в приведенном выше примере, то должны применяться более эффективные методы с использованием динамического распределения интервалов. Таких методов существует несколько — применение систем с коммутацией пакетов, статистических мультиплексоров или концентраторов. Данные системы позволяют достигнуть результата, изображенного на рис. 4.7в, где пропускная способность системы остается постоянной благодаря использованию всех доступных временных интервалов.

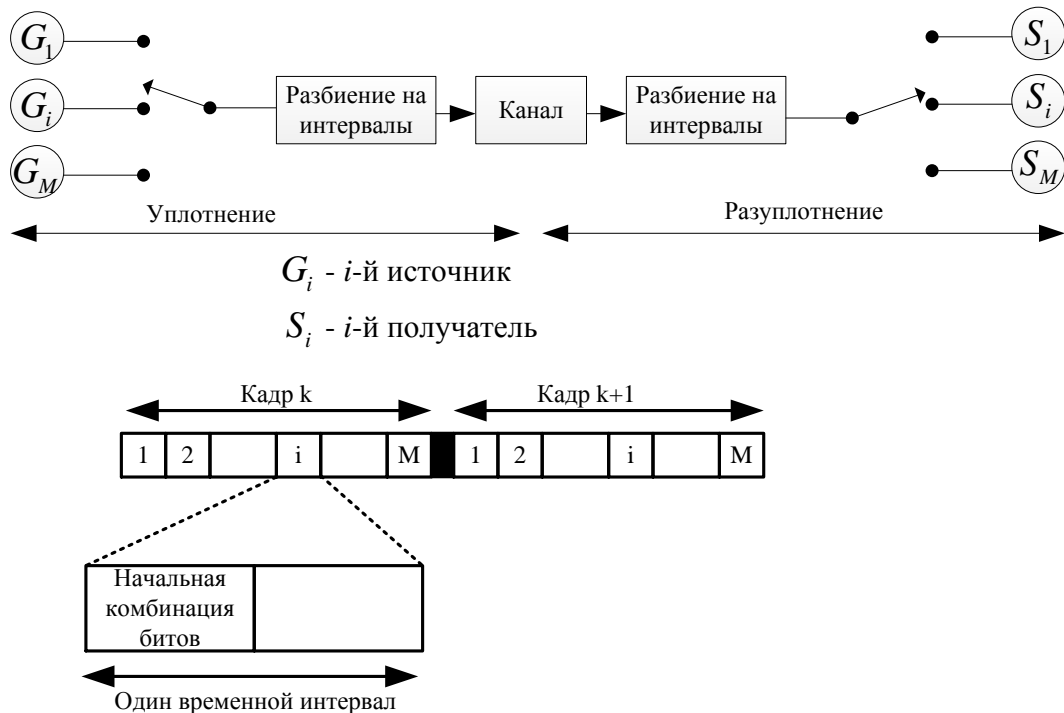


Рисунок 4.6 – TDM с фиксированным распределением

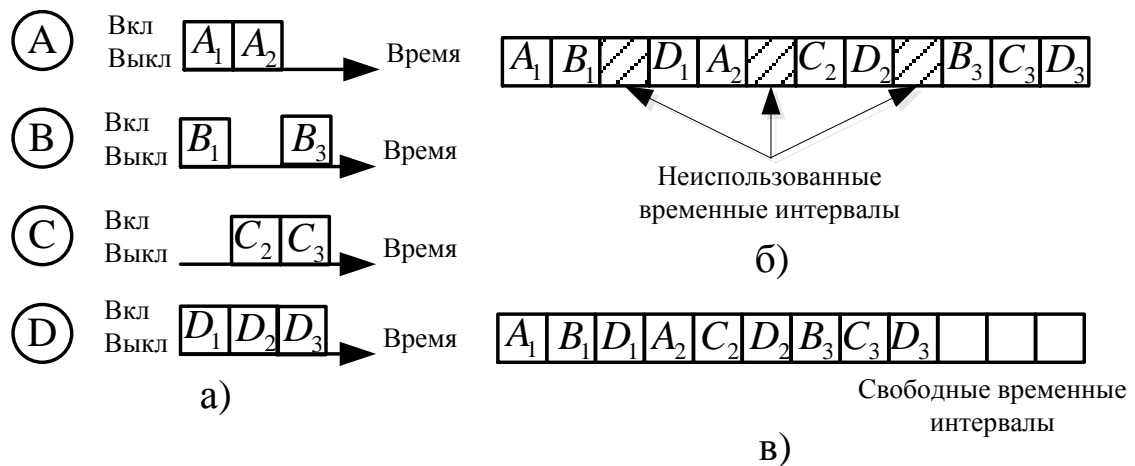


Рисунок 4.7 – TDM с фиксированным распределением и система

4.3. Множественный доступ с кодовым разделением.

В случае FDMA (рис. 4.1) плоскость ресурса связи была разделена на горизонтальные отрезки, соответствующие частотным диапазонам. Та же плоскость на рис. 4.5 была разбита по вертикали на временные интервалы TDMA. Эти два подхода являются наиболее распространенными в приложениях множественного доступа. На рис. 4.8 приводится иллюстрация метода множественного доступа, являющегося результатом совмещения FDMA и TDMA. Этот метод называется *множественным доступом с кодовым разделением* (code-division multiple access — CDMA) [2]. CDMA является практическим применением методов *расширения спектра* (spread-spectrum — SS), которые можно разделить на две основные категории: расширение спектра методом *прямой последовательности* (direct sequence — DS) и расширение спектра методом *скачкообразной перестройки частоты* (frequency hopping — FH). В данном разделе будет рассмотрена схема CDMA с перестройкой частоты (FH-CDMA), описание схемы множественного доступа с кодовым разделением методом прямой последовательности приводится в разделе 5.

Простейший пример CDMA с *перестройкой частоты*, кратковременное распределение частотного диапазона для различных источников сигнала, изображен на рис. 4.8. В каждом из коротких временных интервалов происходит перераспределение частотных диапазонов. Как показано на рисунке, в течение интервала 1 сигнал 1 использует диапазон 1, сигналы 2 и 3 — диапазоны 2 и 3. Во время интервала 2 сигнал 1 “перескакивает” в диапазон 3, сигнал 2 — в диапазон 1, сигнал 3 — в диапазон 2 и т.д. Таким образом, ресурс связи используется полностью, причем диапазоны пользователей перераспределяются в каждый последующий момент времени. Каждому пользователю

присваивается псевдошумовой (pseudonoise — PN) код, который указывает последовательность перестройки частоты. Псевдошумовые коды ортогональны друг другу (или близки к ортогональным). Более подробно псевдошумовые коды будут рассмотрены в разделе 5.1.

На рис. 4.9 представлена существенно упрощенная модель схемы CDMA с перестройкой частоты, поскольку в приведенном примере из требований симметрии вытекает, что каждый сигнал изменяет частоту синхронно со всеми остальными сигналами. Однако *в действительности этого не происходит*. Одним из преимуществ схемы CDMA в сравнении с TDMA является то, что группы пользователей не нуждаются в синхронизации (синхронизироваться должны только передатчики и приемники каждой группы).

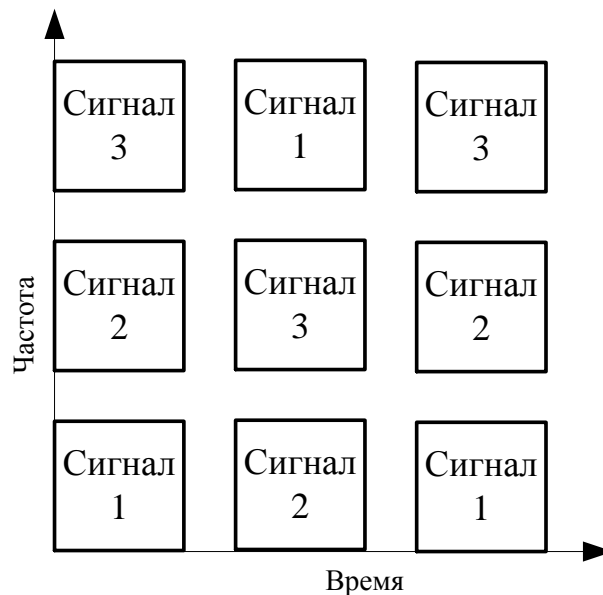


Рисунок 4.8 Уплотнение с кодовым разделением

На блок-схеме, представленной на рис. 4.9, показан процесс модуляции с использованием перестройки частоты. Во время каждого изменения частоты генератор псевдошумовой последовательности направляет кодовую последовательность на *устройство скачкообразной перестройки частоты*. Данное устройство выдает одну из допустимых для скачка частоту. Допустим, что используется M -мерная частотная манипуляция (M -ary frequency shift keying — MFSK). При обычной системе MSFK данные модулируют несущую волну с *фиксированной* частотой. В случае MFSK с перестройкой частоты (FH-MFSK) частота несущей скачет по всему диапазону частот. FH-модуляцию на рис. 4.9 можно рассматривать как процесс, состоящий из двух этапов: модуляции данных и модуляции перестройки частоты. Указанные действия могут быть совмещены —

в этом случае модулятор на основе псевдошумового кода и собственно данных генерирует тон передачи. Подробно системы с перестройкой частоты рассматриваются в разделе 5.

Может возникнуть вопрос: если схемы FDMA и TDMA достаточно эффективны при распределении ресурса связи, какой смысл в использовании смешанного метода? Ответом могут служить уникальные преимущества CDMA.

- *Конфиденциальность.* Если код группы пользователей известен лишь разрешенным членам этой группы, CDMA обеспечивает конфиденциальность связи, поскольку несанкционированные лица, не имеющие кода, не могут получить доступ к передаваемой информации.
- *Каналы с замираниями.* Если для определенной части используемого спектра характерно замирание, сигналы в данной части будут ослабленными. При использовании схемы FDMA пользователь данной части спектра может испытывать постоянные затруднения со связью. При схеме FH-CDMA пользователь будет испытывать аналогичные проблемы только при изменении частоты в соответствующую часть спектра. Таким образом, возможные проблемы со связью равномерно распределяются между всеми пользователями.

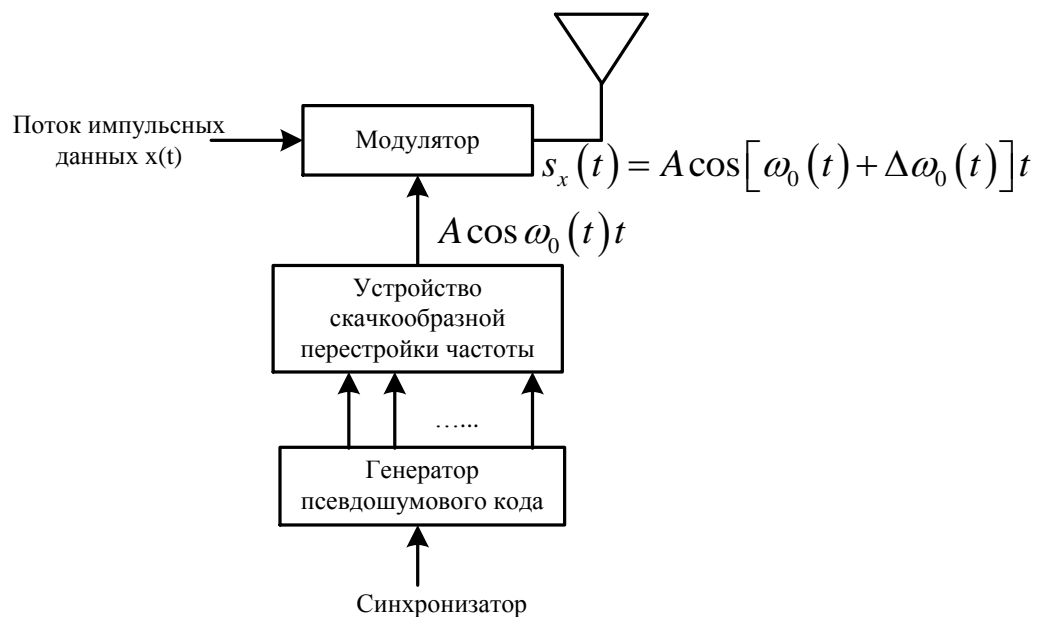


Рисунок 4.9 – Модулятор с кодовым разделением каналов

- *Сопrotивляемость подавлению.* В течение времени между изменениями частоты полоса сигнала идентична полосе обычной схемы MFSK. В то же время в течение нескольких временных интервалов система совершает скачки в диапазоне частот, ширина которого намного превышает ширину полосы данных. Такое использование полосы называется расширением спектра. Расширение спектра и вытекающая из него

сопротивляемость подавлению подробно описаны в разделе 5.

- *Гибкость.* Наиболее важным преимуществом CDMA, по сравнению с TDMA, является отсутствие необходимости синхронизации одновременно передающих устройств. Разные передачи не влияют на ортогональность процессов передачи с различными кодами. Данное утверждение станет понятнее при подробном описании в разделе 5.1 автокорреляционных и взаимно корреляционных свойств кодов.

4.4. Множественной доступ с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDMA)

Рассмотрим технологию ортогонального частотного мультиплексирования каналов, которая уже была частично упомянута в разделе 2.4. как технология мультиплексирования данных. Для начала рассмотрим структуру подканалов OFDMA. Структура подканала OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) содержит три типа поднесущих частот [9], как показано на рис. 4.10:

- поднесущие частоты для передачи данных;
- поднесущие частоты для передачи пилот-сигналов;
- нулевые поднесущие частоты, используемые для защитных интервалов частот.

Активные поднесущие частоты (информационные и пилот-сигналов) сгруппированы в наборы поднесущих частот, называемые подканалами. Рекомендуется, чтобы поднесущие частоты для одного подканала были смежными, но не обязательно. Подканалы используются для передачи данных и сигналов управления.

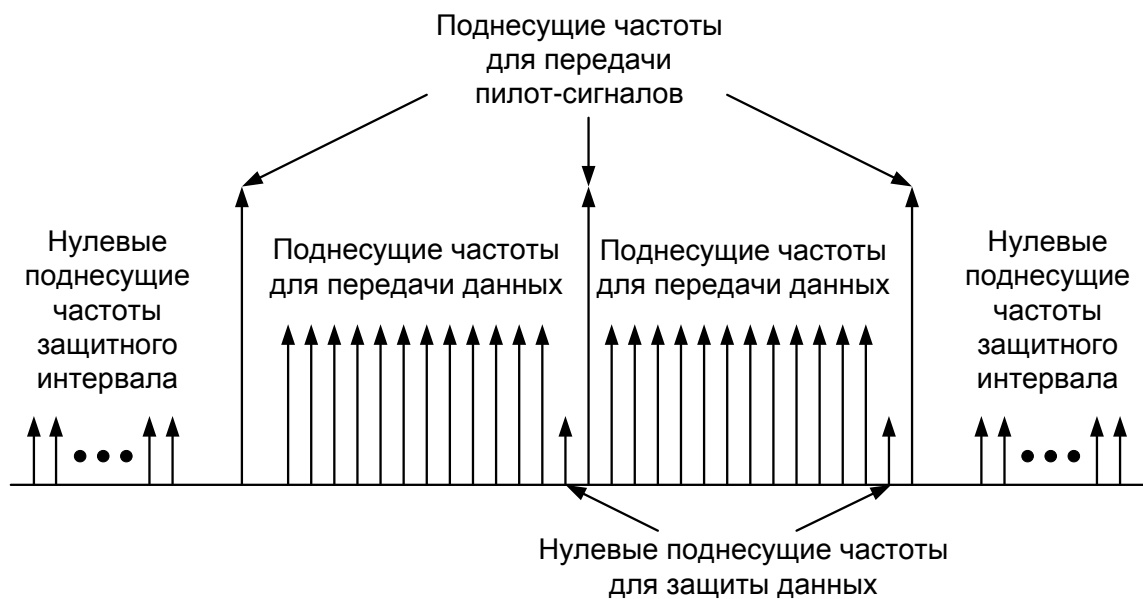


Рисунок 4.10 – Пример распределения поднесущих частот

Пилот-сигналы распределяются в зависимости от способа использования поднесущих (режимы FUSC и PUSC) и направления потока данных (UpLink или DownLink).

При формировании подканалов при направлении передачи «вниз» (DownLink) применяются следующие способы [10]:

- каналообразование с частичным использованием поднесущих частот (PUSC – Partly Used Subcanalization);
- каналообразование с полным использованием поднесущих частот (FUSC – Fully Used Subcanalization);
- смежные перестановки поднесущих (режим адаптивной модуляции и кодирования (AMC – Adaptive Modulation and Coding)).

Каналообразование с частичным использованием поднесущих частот означает, что из всего набора доступных поднесущих для одной абонентской станции выбирается только часть доступной полосы.

Существует два типа подканалов, формируемых из поднесущих частот:

- смежные;
- с разнесением.

В первом случае при формировании подканала выбираются смежные поднесущие. При формировании подканала с разнесением номера поднесущих, входящих в состав подканала, определяются псевдослучайной последовательностью.

Режим передачи информации согласно стандарту IEEE 802.16e [10] основан на концепции наращиваемого (масштабируемого) OFDMA – S-OFDMA (Scalable OFDMA). Он поддерживает широкий диапазон перестройки пропускной способности системы.

Наращивание пропускной способности (числа передаваемых единиц информации) поддерживается регулировкой числа шагов быстрого преобразования Фурье (БПФ – FFT – Fast Fourier Transform). Параметры S-OFDMA приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1 – Параметры S-OFDMA

Параметр	Значение			
Ширина канала, МГц	1,25	5	10	20
Частота опроса f_p , МГц	1,4	5,6	11,2	22,4
Размер преобразования Фурье N_{FFT}	128	512	1024	2048
Число подканалов	2	8	16	32

Интервал между поднесущими, кГц	10,94
Длительность полезного символа $T_b = 1/f$, мкс	91,4
Защитный интервал $T_g = T_b/8$, мкс	11,4
Длительность OFDMA-символа $T_S = T_b + T_g$, мкс	102,9

Рассмотрим процедуру формирования подканала с полным использованием поднесущих частот при направлении передачи «вниз». Каждый канал состоит из слотов. Слот является минимальной частотно-временной единицей формирования канала (состоит из 48 поднесущих). Эта единица поддерживается физическим уровнем в обоих направлениях.

В табл. 4.2 приводится пример распределения поднесущих частот в режиме полного использования (FUSC) при передаче данных от базовой станции к абонентской (DownLink).

Таблица 4.2 – Распределение поднесущих в режиме полного использования частот при направлении передачи «вниз» (DL FUSC).

Параметр	Значение			
Ширина полосы частот, МГц	1,25	5	10	20
Размер преобразования Фурье	128	512	1024	2048
Число защитных поднесущих частот	22	86	173	345
Число используемых поднесущих частот	106	426	851	1703
Число поднесущих частот данных	96	384	768	1536
Число поднесущих частот пилот-сигнала	9	42	83	166
Число подканалов	2	8	16	32

Количество информационных поднесущих в канале и количество защитных (нулевых) поднесущих определяется полосой частот, которую занимает сигнал (см. табл. 4.2). Защитные поднесущие распределяются примерно на два равных поднабора – один в начале, другой в конце спектра сигнала.

При формировании OFDMA-символа в режиме полного использования поднесущих частот и направлении передачи данных «вниз» сначала по поднесущим частотам распределяются пилот-сигналы, а оставшиеся поднесущие заполняются подканалами данных.

Рассмотрим процедуру распределения поднесущих в режиме частичного использования при направлении передачи «вниз». При использовании режима DL PUSC для каждой пары символов OFDMA, поднесущие частоты сгруппированы в кластеры,

содержащие по 14 непрерывных поднесущих частот в каждом символе [9, 10]. Пилот-сигналы и данные распределены в каждом кластере с учетом четных и нечетных символов, как показано на рис. 4.11.

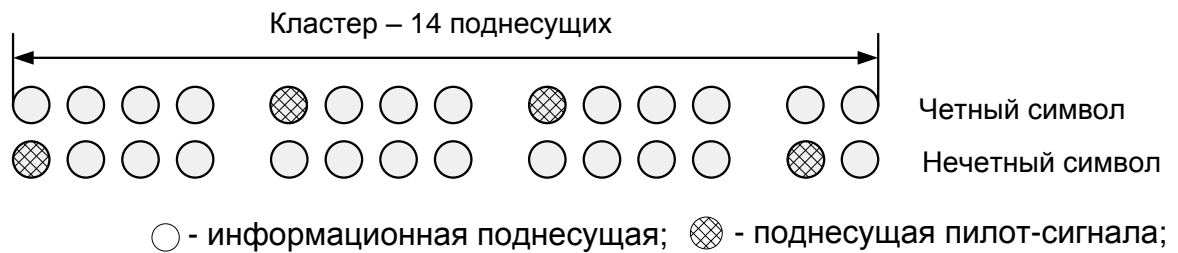


Рисунок 4.11 – Структура кластеров для четных и нечетных символов OFDM

Результат распределения поднесущих частот приведен в табл. 4.3. В ней выделены поднесущие защитного интервала. Зная число поднесущих в одном кластере и общее количество поднесущих в OFDM-символе, можно определить максимальное число кластеров (минимальное число показано через черту). По количеству кластеров в сигнале определяется число поднесущих для передачи данных и пилот-сигналов.

Последовательные физические кластеры перенумеровываются в «логические» в соответствии с формулой:

$$\text{LogicalCluster} = \text{renumberingSequence}[(\text{PhysicalCluster} + 13 \text{IDcell}) \bmod 120],$$

где IDcell – соответствующий элемент приведенной в стандарте IEEE 802.16 последовательности перестановок [2]; $\text{renumberingSequence}(x)$ – определяемый на MAC-уровне идентификатор отдельного сегмента БС (задаваемая базовой станцией целая переменная в диапазоне 0–31).

Эта операция фактически означает перемежение – распределение последовательных групп поднесущих по всему диапазону физического канала. Далее логические кластеры разбиваются на шесть групп (0–23, 24–39, 40–63, 64–79, 80–103, 104–119) (для 2048 поднесущих) по 24 и 16 кластеров. Большие группы соответствуют большим сегментам – группе подканалов (по умолчанию группа 0 соответствует сегменту 0, группа 2 – сегменту 1, группа 4 – сегменту 2). В каждом кластере определяются «пилотные» поднесущие – для четных символов это 5-я и 9-я поднесущие, для нечетных – 1-я и 13-я.

Таким образом, набору подканалов в пределах сегмента или нескольких сегментов оказывается поставленным в соответствие набор несущих (для 12 подканалов – 336

При распределении поднесущих при направлении передачи «вверх» возможно использование фрагментов, приведенных на рис. 4.12, б, которые содержат 9 поднесущих на фрагмент, что увеличивает число подканалов.

Таблица 4.4 – Распределение поднесущих при направлении передачи «вверх» (UL)

Параметр	Значение			
	Ширина полосы частот, МГц	1,25	5	10
Размер преобразования Фурье	128	512	1024	2048
Число защитных поднесущих частот	31	103	183	367
Число используемых поднесущих частот	97	409	841	1681
Число фрагментов	24	102	210	420
Число подканалов	4	17	35	70

Пример: для распределения фрагментов по подканалам нужно разбить 420 фрагментов на 6 групп по 70 фрагментов (для числа поднесущих 2048). В каждый подканал включается по одному фрагменту из каждой группы в соответствии с формулой

$$Tiles(s, n) = N_{subchannels}n + \left(Pt \left[(s + n) \bmod N_{subchannels} \right] + UL_PermBase \right) \bmod N_{subchannels},$$

где $N_{subchannels}$ – количество используемых подканалов; n – индекс фрагмента $0 \dots 5$ в подканале; Pt – правило перестановки фрагментов; s – количество подканалов в диапазоне $0 \dots N_{subchannels} - 1$; $UL_PermBase$ – целочисленная переменная, значение которой присваивается базовой станцией.

После распределения по подканалам происходит нумерация информационных несущих в каждом фрагменте – всего их в трех символах 48. Информационные частоты в подканале формируются, начиная с поднесущей фрагмента с наименьшим индексом – сначала в первом символе, затем во втором и третьем. Затем информационные поднесущие перенумеровываются следующим образом:

$$subcarriers(n, s) = (n + 13s) \bmod 48,$$

где S – номер подканала; $n = 0 \dots 47$.

То есть происходит циклический сдвиг нумерации информационных поднесущих на $13s$ в каждом подканале s .

Рассмотрим процедуру распределения поднесущих с помощью смежных перестановок. Смежная перестановка группирует блок поднесущих частот, чтобы

сформировать подканал. Блоки представляют собой наборы кодовых комбинаций системы адаптивной модуляции и кодирования (АМС – Adaptive Modulation and Coding) для направлений передачи «вниз» (DL) и «вверх» (UL), которые имеют одну и ту же структуру, и содержат контейнеры, включающие в себя передаваемые символы. Контейнер состоит из 9 смежных поднесущих частот в символе. Из этих поднесущих восемь предназначены для передачи данных и одна для передачи пилота-сигнала.

Слот в АМС определен как совокупность контейнеров типа ($N \times M=6$), где N – число смежных контейнеров и M – число смежных символов. Таким образом, возможны следующие комбинации: 6 контейнеров, 1 символ; 3 контейнера, 2 символа; 2 контейнера, 3 символа; 1 контейнер, 6 символов.

После распределения поднесущих проводится их нумерация. Нумерация позволяет разместить логические поднесущие по физическим, при этом проводится перемежение. Поскольку мобильный WiMax предусматривает работу с несколькими антеннами, нумерация допускает распределение поднесущих по разным антеннам с применением пространственного кодирования.

Частичное или полное распределение поднесущих частот предпочтительно использовать в мобильных приложениях, в то время как смежные перестановки лучше использовать в приложениях с фиксированным местоположением или низкой подвижностью.

5. Методы расширения спектра в системах связи

Главным преимуществом систем связи с широкополосной передачей, по сравнению с другими системами является наиболее устойчивая связь в условиях многолучевого распространения. Методы расширения спектра позволили осуществить разделение нескольких лучей с различным запаздыванием и тем самым устранить эффект замирания сигналов, вызванный многолучевым распространением. В специальных системах методы расширения спектра позволяют организовать устойчивую передачу информации в условиях действия преднамеренных помех, мощность которых на входе приемника может превышать мощность полезных сигналов в сотни и тысячи раз. Кроме того, использование методов расширения спектра позволяет затруднить средствам радиоразведки обнаружение факта передачи такой системы, т.е. повысить ее скрытность. В сотовых и спутниковых системах связи методы расширения спектра позволяют обеспечить одновременную работу многих пользователей в общей полосе частот, т.е. реализовать метод многостанционного доступа, основанный на разделении сигналов по форме как было описано в разделе 4.3.

В системах радиолокации использование методов расширения спектра позволяет повысить точность измерения дальности до цели при прочих равных условиях, а также преодолеть известное противоречие между дальностью действия локатора и его разрешающей способностью.

Среди методов расширения спектра в цифровых системах связи наибольшее распространение получили два метода. *Первый метод* расширения спектра основан на использовании псевдослучайных последовательностей (ПСП). Такие сигналы обычно называют широкополосными (ШПС), или шумоподобными. Наиболее полное изложение теории и техники шумоподобных сигналов можно найти в работах Л. Е. Варакина [11].

Укрупненная функциональная схема (модель) цифровой системы связи с ШПС приведена на рис. 5.1.

Функции, выполняемые кодером и декодером в этой модели, обсуждались в предыдущих разделах, хотя использование кодирования, как будет ясно из дальнейшего, в широкополосных системах имеет определенные особенности. Генераторы ПСП на передающей и приемной сторонах идентичны. Именно они сначала применяются для расширения спектра передаваемых по каналу связи сигналов, а затем перед демодуляцией для его сжатия. Для расширения спектра в такой схеме применяют фазовую манипуляцию, а получаемые при этом сигналы, как это отмечено выше, нередко называют ФМ ШПС. Информационная манипуляция также фазовая, хотя возможна и произвольная. В модуляторе сначала осуществляется перемножение кодированных символов с ПСП (расширение спектра), а затем непосредственно фазовая манипуляция [9].

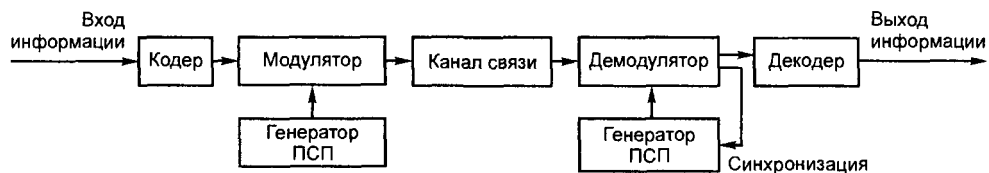


Рисунок 5.1 – Модель цифровой системы связи с ШПС

Второй часто используемый метод широкополосной передачи основан на псевдослучайной перестройке рабочей частоты сигнала (ППРЧ).

Укрупненная функциональная схема (модель) цифровой системы связи с ППРЧ приведена на рис. 5.2 [9].

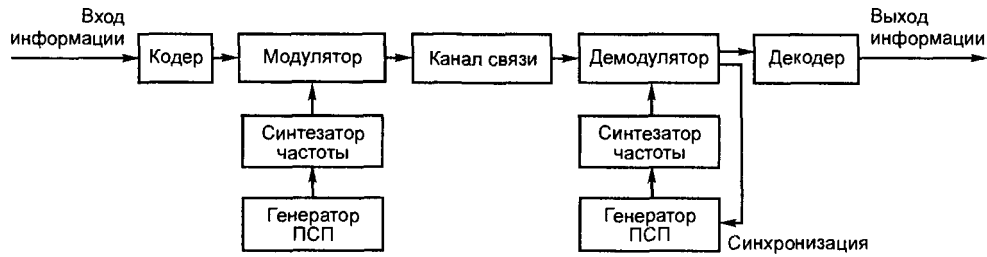


Рисунок 5.2 – Модель цифровой системы связи с ППРЧ

Отличаются две схемы тем, что во второй расширение спектра осуществляется не за счет перемножения кодированной информации с ПСП, а за счет вырабатываемой синтезатором и перестраиваемой по псевдослучайному закону рабочей (несущей) частоты модулятора.

На приемной стороне производится обратное преобразование, что приводит к сжатию спектра перед демодуляцией. При ППРЧ информационная манипуляция также может быть произвольной, хотя следует отметить, что в этом случае в моменты смены частот могут наблюдаться случайные скачки начальной фазы несущей, поэтому может потребоваться некогерентная демодуляция, а это заметно снижает эффективность кодирования.

Отметим, что сжатие спектра принимаемого сигнала происходит только в том случае, когда система синхронизации приемника совместит по времени и по частоте принимаемый сигнал и опорный сигнал, вырабатываемый местным генератором ПСП.

Рассмотрим каждый из указанных методов широкополосной цифровой передачи более подробно.

5.1. Псевдослучайные последовательности и их свойства.

Как следует из модели цифровой системы связи с ШПС, расширение спектра передаваемых в канал связи сигналов осуществляется за счет перемножения или, что то же, сложения по модулю 2 кодированной (или некодированной, если кодирование не используется) информации с ПСП.

Псевдослучайная последовательность $a(k)$ и комплексная огибающая $U(t)$ образованного на ее основе ШПС связаны следующим соотношением [11]:

$$U(t) = \sum_{k=0}^{N-1} u_0(t - k\tau_0) \exp\{i\pi a(k)\}, \quad (5.1)$$

где $u_0(t)$ и τ_0 - огибающая и длительность элементарного символа сигнала, N - длина, т.е. количество элементарных символов ПСП, укладываемых на длительности кодированного символа. Для упрощения изложения будем полагать, что элементарные

символы имеют прямоугольную форму и амплитуду, равную единице.

Наибольшее распространение в действующих системах получили двоичные ПСП, символы которых принимают значения 0 и 1. Введем параметр, который используется в широкополосных системах, называемый *база сигнала* B . База определяет степень расширения спектра сигнала и количественно определяется числом символов ПСП, укладываемых на длительности информационного (или кодированного) символа или, что то же, произведением полосы F , занимаемой спектром ШПС, на длительность информационного (или кодированного) символа T : $B = F \cdot T$. Для ШПС $B \gg 1$, в то время как в системах без расширения спектра $B \approx 1$, а сигналы называют *простыми*, или *узкополосными*.

Основное требование, которому должны удовлетворять ПСП в широкополосных системах, вытекает из их названия. Это псевдослучайность, или шумоподобность. Такие свойства ПСП, например, как «хорошая» автокорреляционная функция (АКФ), т.е. АКФ с малыми боковыми лепестками, или наиболее равномерный амплитудный спектр, являются производными от их псевдослучайности. Такими же свойствами обладает достаточно длинная реализация белого гауссовского шума. Ее АКФ представляется в виде δ -функции Дирака, энергетический спектр — равномерный.

Апериодическая и периодическая АКФ комплексной огибающей ШПС, построенного с использованием двоичной ПСП $a(k)$, в дискретных точках $\tau = k\tau_0$ могут быть представлены в следующем виде:

$$R(m) = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-m-1} e^{i\pi[a(k)-a(k+m)]} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-m-1} d(k)d(k+m), & \text{апериодическая} \\ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{i\pi[a(k)-a(k+m)]} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d(k)d(k+m), & \text{периодическая} \end{cases} \quad (5.2)$$

где последовательность $d(k) = \begin{cases} +1, & \text{если } a(k) = 0; \\ -1, & \text{если } a(k) = 1, \end{cases}$

а сумма $(k+m)$ вычисляется по модулю $N \pmod{N}$.

Рассмотрим, каким требованиям должны удовлетворять ПСП, чтобы их можно было бы использовать в качестве основы для построения ШПС.

В общем случае к ПСП, используемым для расширения спектра сигналов, предъявляются следующие требования:

- большой объем ансамбля последовательностей, формируемых с помощью единого алгоритма;

- «хорошие» авто- и взаимно-корреляционные свойства последовательностей, входящих в состав ансамбля;
- сбалансированность структуры;
- максимальный период для заданной длины регистра сдвига, формирующей последовательность;
- непредсказуемость структуры последовательности по ее неискаженному сегменту ограниченной длины.

В соответствии с алгоритмами формирования различные ПСП можно классифицировать на *линейные, нелинейные, комбинированные и каскадные*.

Закон формирования линейных ПСП определяется линейным рекуррентным соотношением

$$a_j = \sum_{i=1}^n c_i a_{j-i} = a_{j-1}c_1 + a_{j-2}c_2 + \dots + a_{j-n}c_n, \quad (5.3)$$

где умножение и сложение производятся по модулю 2 ($\text{mod } 2$), а коэффициенты c_i принимают значения 0 или 1 и определяются характеристическим многочленом:

$$f(x) = x^n + c_{n-1}x^{n-1} + \dots + c_1x + 1. \quad (5.4)$$

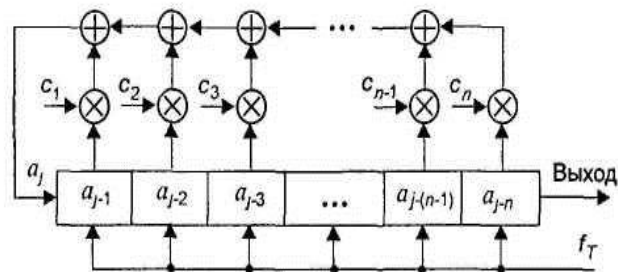


Рисунок 5.3 – Структурная схема генератора линейной ПСП в виде регистра сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС) [11]

Структурная схема генератора линейной ПСП в виде регистра сдвига с обратной связью через сумматоры по модулю 2 ($\text{mod } 2$) изображена на рис.5.3.

Для формирования нелинейных ПСП имеются следующие возможности:

-использование внешней нелинейной логической функции для комбинирования элементов ПСП с периодом $L=2^n-1$, получаемой с помощью РСЛОС;

-использование регистров сдвига (РС) с нелинейной логической функцией в цепи обратной связи (внутренней логической функцией), позволяющей получать ПСП с периодом $L=2^n$ (последовательности де Брейна) [11].

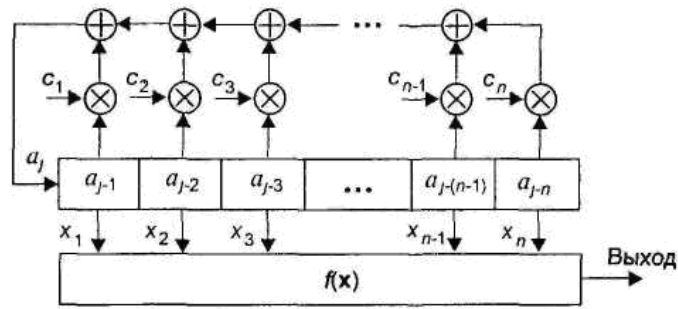


Рисунок 5.4 – Структурная схема генератора нелинейной ПСП с внешней логической функцией

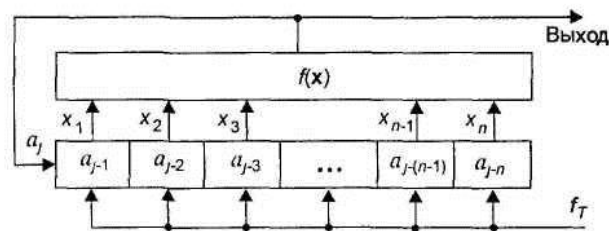


Рисунок 5.5 – Структурная схема генератора нелинейной ПСП с внутренней логической функцией

Структурные схемы генераторов с внешней и внутренней логическими функциями изображены на рис. 5.4, 5.5.

Комбинированные последовательности представляют собой результат объединения по определенному правилу двух или нескольких линейных ПСП.

5.2. Линейные последовательности максимальной длины (m -последовательности).

Последовательностями максимальной длины, (m -последовательностями) называются последовательности, формируемые регистрами сдвига с линейной обратной связью и имеющие период $L=2^n-1$, n - длина регистра. Наиболее важная особенность m -последовательностей состоит в том, что их периодическая автокорреляционная функция является оптимальной в классе возможных автокорреляционных функций двоичных последовательностей длиной $L=2^n-1$. Оптимальность здесь понимается в смысле минимума максимального значения боковых выбросов автокорреляционной функции. Именно хорошие автокорреляционные свойства m -последовательностей и простота их формирования обусловили широкое их применение в системах связи [12].

Необходимым условием получения m -последовательности с помощью характеристического многочлена $f(x)$ является его неприводимость. Многочлен $f(x)$ степени n называется неприводимым, если он не может быть разложен на многочлены-

сомножители меньшей степени. Примитивность многочлена $f(x)$ является необходимым и достаточным условием получения m -последовательности. Примитивные многочлены существуют для всех $n > 1$. Их количество определяется следующим выражением:

$$N_p(n) = \frac{\Phi_p(L)}{n} = \frac{1}{n} \prod_{i=1}^k (p_i - 1) p_i^{n_i - 1} \quad (5.5)$$

где $\Phi_p(L)$ - функция Эйлера, определяющая количество целых чисел, взаимно простых и не превышающих L ; p_i - сомножители чисел $2^n - 1$, т.е. $2^n - 1 = \prod_{i=1}^k p_i^{n_i}$, n_i - целые числа.

Например, при $n=6$ имеем $L=63$. Это число может быть представлено в виде произведения $3 \cdot 3 \cdot 7 = 63$, причем $p_1=3$; $n_1=2$, $p_2=7$, $n_2=1$. Поэтому количество примитивных многочленов $N_p(n) = (1/6)[(3^{2-1}-1)(3-1)][(7^{1-1})(7-1)] = 6$.

На рис. 5.6 приведена структурная схема генератора m -последовательности, соответствующего характеристическому многочлену $f(x) = x^3 + x^2 + 1$, которому соответствует рекуррентное соотношение $a_j = a_{j-2} \oplus a_{j-3}$.

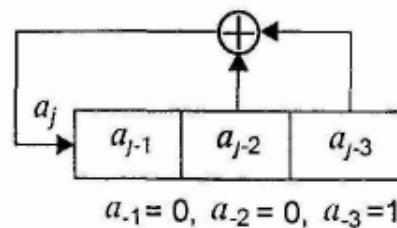


Рисунок 5.6 – Схема генератора m -последовательности в виде регистра сдвига с линейной обратной связью

Номера отводов регистра для цепи обратной связи соответствуют ненулевым коэффициентам m -последовательности в многочлена. При начальных условиях $a_{-3}=1$, $a_{-2}=0$, $a_{-1}=0$ формируется последовательность $a = \{1011100, 1011100, 101 \dots\}$ с периодом $L=7$.

Перечислим некоторые из важнейших свойств m -последовательностей:

- *Балансное свойство.* Каждая m -последовательность содержит 2^{n-1} символов 1 и $2^{n-1}-1$ символов 0.
- *Свойство полноты состояний.* Состояние разрядов регистра сдвига, формирующего m -последовательность, можно представить полным набором n -разрядных двоичных чисел за исключением числа, содержащего нули во всех разрядах. Состояние «все нули» является запрещенным.
- *Свойство серий.* В периоде m -последовательности половина серий имеет длину 1, одна четверть – длину 2, одна восьмая – длину 3 и так до тех пор, пока это продолжение

имеет смысл. Под серией здесь понимается набор следующих друг за другом одинаковых символов 0 или 1. Как следует из данных таблицы, исключения составляют серии, длина которых равна n и $(n-1)$.

- *Свойство циклического сдвига при сложении.* Сложение по mod 2 m -последовательности и некоторого ее циклического сдвига дает в результате другой циклический сдвиг той же самой последовательности.

- *Свойство децимации.* Последовательность, образованная из взятых через один символов исходной m -последовательности, по структуре совпадает с исходной, но имеет в два раза ниже тактовую частоту.. Здесь средняя последовательность представляет собой t -последовательность с тактовой частотой f_T и периодом, равным 15. Верхняя последовательность образована из четных символов исходной m -последовательности с увеличением их длительности вдвое. Нижняя последовательность образована из нечетных символов исходной m -последовательности с увеличением их длительности вдвое. Нетрудно убедиться, что эти последовательности являются циклическими сдвигами исходной m -последовательности, но с тактовой частотой $f_T/2$. Сдвиг между ними равен 7,5 тактовым интервалам или половине длины последовательности.

Этот принцип может быть распространен для индексов децимации более высокого порядка. Например, при индексе децимации R (R является степенью 2) можно получить R подпоследовательностей с тактовой частотой f_T/R . При четном индексе децимации R , но не равным степени 2, и если длина исходной m -последовательности есть простое число, то исходная m -последовательность может быть децимирована на R подпоследовательностей, являющихся ее зеркальными отображениями.

Корреляционные свойства. Если m -последовательность поэлементно сравнивать с любым ее циклическим сдвигом в течение периода, то количество совпадений отличается от количества несовпадений не более, чем на единицу. Из этого следует, что автокорреляционная функция m -последовательности, определяемая как

$$r(j) = \begin{cases} 1, & j = 0 \bmod L, \\ -1/L, & j \neq 0 \bmod L \end{cases} \quad (5.6)$$

Для систем CDMA представляют интерес не только авто-, но и взаимно-корреляционные свойства m -последовательностей. Взаимно-корреляционная функция двух последовательностей a и b одинаковой при произвольном сдвиге j определяется выражением:

$$r_{ab}(j) = [L - 2d_{ab}(j)] / L,$$

где $d_{ab}(j) = \sum_{k=1}^L a(k) \oplus b(k+j)$ - количество совпадений.

На рис 5.7 приведены авто- и взаимно-корреляционные функции m -последовательностей. Для ансамбля m -последовательностей объемом M и периодом L получена нижняя граница для значений взаимно-корреляционной функции любой пары, входящей в ансамбль

$$r_{ab}(j) \geq \sqrt{(M-1)/(ML-1)} \approx 1/\sqrt{L}. \quad (5.7)$$

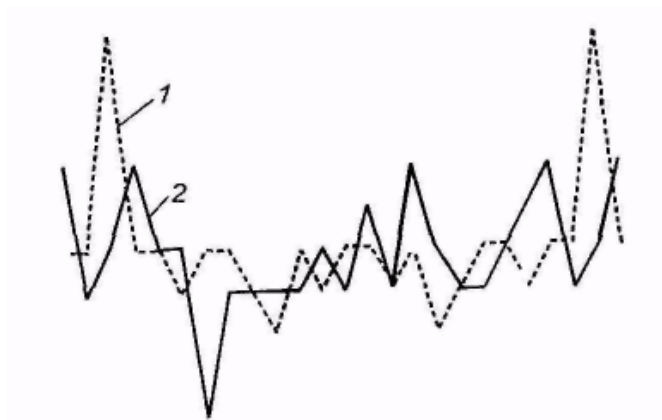


Рисунок 5.7 – Корреляционные свойства последовательностей регистра сдвига с линейной обратной связью (не максимальной длины)

- 1 - автокорреляционная функция m -последовательности регистра сдвига с линейной обратной связью,
 2 - взаимно-корреляционная функция m -последовательностей регистра сдвига с линейной обратной связью.

Спектральные свойства. Спектральная плотность биполярного псевдослучайного сигнала $U_{ПСП}(t)$, образованного из импульсов прямоугольной формы, определяемая как преобразование Фурье корреляционной функции $r(\tau)$, имеет вид, изображенный на рисунке 5.8.

Как следует из выражения (5.6), спектр биполярного псевдослучайного сигнала содержит постоянную и дискретные спектральные составляющие, следующие через интервал $\Delta f = \frac{1}{LT_0}$.

Огибающая дискретных спектральных составляющих определяется функцией $\text{sinc}^2(x)$, поэтому амплитуда спектральных составляющих равна нулю на частотах

$f = k/T_0$. Путем увеличения периода m -последовательности можно уменьшить интервал между спектральными составляющими, сделав спектр практически сплошным. При этом спектральная плотность в пределах полосы частот, равной $2/T_0$, становится почти равномерной. Эти свойства спектральной плотности псевдослучайного сигнала позволяют широко использовать его в системах связи в качестве тестового и для получения аналогового шумового процесса с характеристиками, близкими к гауссовскому шуму [9].

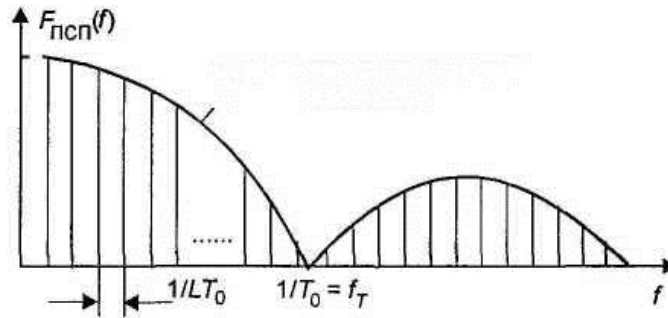


Рисунок 5.8 – Спектральная плотность биполярного псевдослучайного сигнала

Криптостойкость. Структура m -последовательности легко может быть раскрыта по ее неискаженному сегменту, содержащему $2L$ символов. Действительно, каждый символ сегмента удовлетворяет линейному рекуррентному соотношению, поэтому можно записать следующую систему линейных уравнений:

$$n \begin{cases} a_j = a_{j-1}c_1 + a_{j-2}c_2 + \dots + a_{j-n}c_n \\ a_{j+1} = a_jc_1 + a_{j-1}c_2 + \dots + a_{j-n+1}c_n \\ \dots \\ a_{j+n} = a_{j+n-1}c_1 + a_{j+n-2}c_2 + \dots + a_jc_n \end{cases}$$

\longleftrightarrow
 n

относительно неизвестных коэффициентов c_1, c_2, \dots, c_n . Эта система уравнений может быть решена с помощью так называемого алгоритма Берлекампа-Мэсси [13] и в результате решения найдены номера отводов регистра сдвига, участвующих в формировании сигнала обратной связи.

5.3. Последовательности Голда (g-последовательности).

Результаты анализа взаимно-корреляционных свойств m -последовательностей показали, что только небольшое количество из всего ансамбля m -последовательностей с заданным периодом обладает удовлетворительными корреляционными свойствами. Конечно, это не может удовлетворить потребности систем CDMA, когда речь идет об использовании порядка тридцати последовательностей и более.

Попытки найти ансамбли последовательностей с периодом $L = 2^n - 1$ большого объема, которые имели бы приемлемые максимальные значения взаимно-корреляционных функций, привели к появлению важного класса периодических псевдослучайных последовательностей, так называемых последовательностей Голда или *g-последовательностей* [14].

Рассмотрим алгоритмы формирования *g-последовательностей*. Пусть имеется m -последовательность a с периодом L и последовательность a' , полученная путем децимации последовательности a с индексом g , $a' = a[q]$. Это означает, что для получения последовательности a' берется каждый g -й символ последовательности a . Последовательность a' имеет период L , если $\text{НОД}(L, g) = 1$. НОД – это наибольший общий делитель. Любая пара m -последовательностей с периодом L может быть связана соотношением $a' = a[q]$ при некотором q . Две m -последовательности образуют *предпочтительную пару*, если выполняются следующие условия [9].

Взаимно-корреляционная функция предпочтительной пары m -последовательностей имеет три значения: $-t(n)$, -1 , $t(n) - 2$, причем:

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{n+1/2} & \text{для нечётного } n \\ 1 + 2^{n+2/2} & \text{для чётного } n \end{cases}$$

Для построения ансамбля *g-последовательностей* необходимо знать предпочтительные пары m -последовательностей. Пусть a и a' есть предпочтительная пара m -последовательностей, тогда множество последовательностей $\{a, a', a \oplus a', a \oplus Da', a \oplus D^2 a', \dots, a \oplus D^{L-1} a'\}$ образуют ансамбль *g-последовательностей*. Любая пара *g-последовательностей*, входящих в ансамбль объемом $L+1$, как и предпочтительная пара, обладает трехуровневой взаимно-корреляционной функцией. За исключением последовательностей a и a' *g-последовательности* не являются последовательностями максимальной длины, поэтому их автокорреляционные функции являются не двухуровневыми, а трехуровневыми, такими же, как и взаимно-корреляционные функции. Максимальные значения боковых выбросов взаимно-корреляционных функций *g-последовательностей* для больших L при нечетном n в $\sqrt{2}$, а при четном n в 2 раза превышают границу, определяемую выражением (5.7).

На рисунке 5.9 показана структура генератора *g-последовательностей* с периодом $L=31$, построенная в виде двух регистров сдвига с линейной обратной связью и позволяющая формировать ансамбль *g-последовательностей* объемом $M=32$.

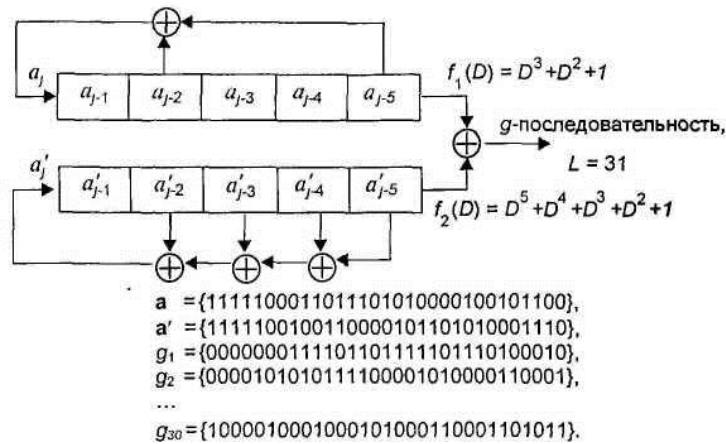


Рисунок 5.9 – Структурная схема генератора д-последовательностей

5.4. Последовательности Касами (к-последовательности).

Последовательности Касами относятся к одному из важных классов двоичных псевдослучайных последовательностей с хорошими корреляционными свойствами [15]. Существуют два различных множества к-последовательностей: большое и малое. Для получения к-последовательностей, принадлежащих малому множеству, используется алгоритм, аналогичный алгоритму формирования g-последовательностей.

Малое множество состоит из $M = 2^{n/2}$ двоичных последовательностей с периодом $L = 2^n - 1$, где n - четное число. Алгоритм состоит в следующем. Сначала формируется m -последовательность a . Затем в результате ее децимации с индексом $2^{n/2} + 1$ получается последовательность a' , которая является t -последовательностью с периодом $L = 2^{n/2} - 1$. Например, при $n=10$ период a равен 1023, а период a' равен 31. Поэтому на периоде последовательности a укладывается 33 периода последовательности a' . Последовательности малого множества Касами получают путем посимвольного сложения по модулю 2 (mod2) последовательностей a и a' всех $2^{n/2} - 2$ циклических сдвигов последовательности a' . Включая исходную последовательность a , получаем $2^{n/2}$ двоичные последовательности с периодом $L = 2^{n/2} - 1$. Если m -последовательность a имеет характеристический многочлен $f(D)$, а t -последовательность a' - многочлен $f'(D)$, то характеристический многочлен к-последовательности равен $f(D)f'(D)$. Авто- и взаимно-корреляционные функции к-последовательностей относятся к классу трехуровневых и принимают значения $\{-1, -(2^{n/2} + 1), (2^{n/2} - 1)\}$. Следовательно, максимальные значения выбросов взаимно-корреляционных функций к-последовательностей удовлетворяют

нижней границе (5.7) для ансамбля последовательностей объемом $M = 2^{n/2}$ и периодом $L = 2^{n/2} - 1$. Поэтому малое множество k -последовательностей является оптимальным.

Большое множество k -последовательностей состоит из малого множества k -последовательностей и множества g -последовательностей с периодом $L = 2^{n/2} - 1$, где n - четное число. Пусть a' и a'' являются m -последовательностями, полученными путем децимации m -последовательности a с индексами $2^{n/2} + 1$ и $2^{(n+2)/2} + 1$, соответственно. Тогда последовательности, получаемые путем посимвольного сложения по mod 2 последовательностей a , a' , a'' и всех циклических сдвигов последовательностей a' , a'' , образуют большое множество k -последовательностей. Объем ансамбля k -последовательностей большого множества равен $M = 2^{3n}/2$, если $n=0$, или $M = 2^{3n}/2 + 2^{n/2}$, если $n = 2$. Авто- и взаимно-корреляционные функции k -последовательностей большого множества являются пятиуровневыми и могут принимать значения $\{-1, (-1 \pm 2^{n/2}), (-1 \pm 2^{n/2} + 1)\}$. Таким образом, максимальное значение модуля боковых выбросов взаимно-корреляционных функций k -последовательностей большого множества не превышает значения $|R_{ab}(j)|_{\max} \leq 2^{(n+2)/2}$ и не удовлетворяет нижней границе (5.7). Характеристический многочлен k -последовательности большого множества равен произведению характеристических многочленов m -последовательностей $a, a', a'' : f_k(D) = f(D)f'(D)f''(D)$.

Канал при воздействии помехи. К числу наиболее важных параметров, характеризующих системы передачи информации, в том числе и системы связи, относятся помехоустойчивость и помехозащищенность. Помехоустойчивость и помехозащищенность это способность систем связи обеспечить требуемое качество связи при воздействии помех. В чем же их отличие?

Под *помехоустойчивостью* понимают способность приемника обеспечить в процессе демодуляции требуемое качество связи при воздействии помех естественной природы типа аддитивного белого гауссовского шума. Количественно помехоустойчивость определяется величиной отношения E_b/N_0 , которое необходимо для обеспечения заданного качества связи, например заданной вероятности ошибки в приеме бита. Та система будет более помехоустойчивой, которая обеспечивает заданное качество связи при меньшем значении E_b/N_0 при прочих равных условиях [9].

Здесь отметим только один фундаментальный результат, полученный основателем теории потенциальной помехоустойчивости В.А. Котельниковым: *при воздействии помех*

типа аддитивного белого гауссовского шума помехоустойчивость оптимального приемника зависит от отношения энергии сигнала E_s к спектральной плотности шума N_0 , коэффициентов корреляции между сигналами и не зависит от формы сигналов. Следовательно, помехоустойчивость приема простых сигналов и широкополосных (и ШПС, и ППРЧ) при прочих равных условиях всегда одинакова [9].

Под *помехозащищенностью* понимают способность систем связи обеспечить требуемое качество связи при воздействии *преднамеренных помех*, т.е. помех специально создаваемых средствами радиопротиводействия. Помехозащищенность количественно определяется как отношение мощности полезного сигнала к мощности преднамеренных помех в полосе полезного сигнала $P_C/P_{пом}$, при котором еще обеспечивается требуемое качество связи.

Коэффициент усиления системы. Предположим, что в канале связи кроме обычного теплового шума, имеющего одностороннюю спектральную плотность N_0 , Вт/Гц, действует помеха мощностью P_j , которая распределена в пределах полосы F_j . После сжатия спектра ширина полосы полезного сигнала снова становится равной R_b , а спектральная плотность помехи – равной $N_j = P_j/F_j$. При этом спектральная плотность теплового шума останется неизменной. Отношение энергии сигнала, приходящейся на бит сообщения, к спектральной плотности эквивалентного шума определяется выражением:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_b}{N_0 + N_j} = \frac{P_s / R_b}{N_0 + P_j / F_{ss}}. \quad (5.8)$$

Если мощность помехи намного больше мощности теплового шума, то $N_j \gg N_0$, и можно представить в следующем виде:

$$\frac{E_b}{N_0} + \frac{E_b}{N_j} = \frac{P_s F_j}{P_j R_b} = \eta G_p, \quad (5.9)$$

$$\eta = P_s / P_j,$$

где P_s/P_j - отношение мощностей полезного сигнала и помехи, а $F_j/R_b = G_p$ - коэффициент расширения полосы или выигрыш при обработке сигналов системы.

Так как при оптимальной демодуляции сигналов вероятность ошибки зависит только от значения отношения E_b/N_0 , то максимально допустимое превышение мощности помехи над мощностью сигнала полностью определяется значением выигрыша при обработке G_p .

Если учесть возможные энергетические потери L_s при реализации системы связи, то максимально допустимое превышение мощности помехи над мощностью сигнала, выраженное в децибелах будет определяться так называемым *коэффициентом помехозащищенности*:

$$M_j = G - L_s - E_b / N_0 \quad (5.10)$$

Например, при $R_b = 5$ кбит/с, $F_{ss} = 20$ МГц, $E_b / N_0 = 20$ и $L_s = 2$ коэффициент помехозащищенности $M_j = 36\text{дБ} - 13\text{дБ} - 3\text{дБ} = 20\text{дБ}$, т.е. мощность помехи может превышать мощность сигнала в 100 раз.

Эффективность использования отведенной полосы частот. Еще до недавнего времени использование широкополосных систем связи в многоканальных спутниковых или сотовых системах подвижной связи считалось нецелесообразным, поскольку при асинхронной работе им свойственны взаимные (системные) помехи, а это приводит к снижению пропускной способности системы, т.е. числа одновременно действующих каналов связи при неизменной скорости передачи по сравнению с системами, использующими простые сигналы и традиционные методы многостанционного доступа, основанные на временном и частотном разделении сигналов различных абонентов при их асинхронной работе. Отметим, что в канале с белым гауссовским шумом наличие взаимных помех при использовании широкополосных систем обязательно предполагает наличие какого-либо энергетического запаса в радиолиниях, т.е. реальное значение E_b / N_0 должно быть больше минимально необходимого для обеспечения заданной вероятности ошибки. Величина такого запаса при низких его значениях будет ограничивать пропускную способность системы с ШПС. При этом пропускная способность системы с простыми сигналами не зависит от энергетического запаса и при прочих равных условиях всегда будет становиться выше, чем при использовании ШПС.

Относительно взаимных помех следует отметить, что при синхронной работе (когда ШПС формируются от единого опорного генератора, и все они попарно ортогональны) возникновения взаимных помех удастся избежать. Это, например, имеет место в прямых каналах (от базовой станции к мобильным абонентам), описываемой в гл. 11 спутниковой системе «Globalstar» которые будут подробно рассмотрены в разделе 10.2, или в сотовых системах связи стандарта CDMA. Однако в обратных каналах этих систем избежать возникновения системных помех практически не удастся.

Однако наличие пауз при телефонных разговорах, а также свойственные системам подвижной связи такие особенности работы, как вызванные многолучевым

распространением замирования сигнала доплеровские сдвиги частоты и переменные задержки представляют определенный интерес к использованию ШПС в таких системах.

Исследования показали, что в системах ШПС не только не дают проигрыша, но и обеспечивают значительный выигрыш, как по пропускной способности, так и по помехоустойчивости и надежности связи.

Оценим пропускную способность асинхронной системы связи с ШПС. Пусть в выделенной полосе частот F одновременно работает M станций, излучающих, ШПС разной формы, но примерно одинаковой мощности. Выравнивание мощностей сигналов в современных системах подвижной связи на входе ретранслятора или базовой станции обеспечивают системы регулировки мощности.

Поскольку все ШПС передаются в общей полосе частот, на входе приемника одного из сигналов остальные $(M - 1)$ сигналов оказываются взаимной помехой. Мощность взаимной помехи:

$$P_n = \sum_{i=1}^{M-1} S_i = (M - 1)S. \quad (5.11)$$

Распределение взаимной помехи даже при небольшом числе мешающих ШПС близко к гауссовскому. Спектральная плотность мощности взаимной помехи:

$$N = \frac{(M - 1)S}{F}. \quad (5.12)$$

Суммарная спектральная плотность мощности взаимных помех и БГШ:

$$N_{\Sigma} = \frac{(M - 1)S}{F} + N_0. \quad (5.13)$$

Если все станции передают информацию с одинаковой скоростью R , то энергия, приходящаяся на бит передаваемой информации, $E_b = S/R$. Таким образом, отношение сигнал/суммарная помеха в полосе ШПС F :

$$\frac{E_b}{N_{\Sigma}} = \frac{S/R}{\frac{(M - 1)S}{F} + N_0}. \quad (5.14)$$

Здесь E_b/N_0 — минимально допустимое значение отношения сигнал/помеха, при котором обеспечивается требуемое качество приема информации. Из (5.14) легко найти допустимое число одновременно действующих каналов, т.е. пропускную способность системы с ШПС:

$$M = \left\lceil \frac{F}{R} \left(\frac{N_{\Sigma}}{E_b} - \frac{N_0}{E_b} \right) \right\rceil + 1, \quad (5.15)$$

где $\lfloor A \rfloor$ — целая часть числа A ; $R = 1/T$; T — длительность информационного бита, $G = F/R$ — коэффициент расширения спектра ($G = B$); E/N — реальное значение отношения сигнал/шум в системе.

В системах с частотным разделением пропускная способность $M = F/R$.

Из выражения (5.15) видно, что при асинхронной работе с ростом базы B , а следовательно, и занимаемой сигналами ШПС полосы, при прочих равных условиях, допустимое число одновременно действующих каналов увеличивается.

Оценим, как соотносятся пропускные способности асинхронных систем с ШПС и с частотным разделением. Для упрощения изложения будем полагать, что свойственные частотному разделению защитные интервалы отсутствуют. В этих условиях, учитывая, что пропускная способность систем с частотным разделением $M_{FDM} = F/R$, получим

$$\frac{M}{M_{FDM}} \approx \frac{N_{\Sigma}}{E_b} - \frac{N_0}{E_b} < 1. \quad (5.16)$$

С ростом энергетического запаса E_b/N_0 относительная пропускная способность асинхронных систем с ШПС растет, но даже при $E_b/N_0 \rightarrow \infty$, она остается в E_b/N_{Σ} раз меньше, чем в системах с частотным разделением.

Рассмотрим за счет каких действий допустимое число одновременно действующих каналов при использовании ШПС можно увеличить.

Известно, что в подвижных системах связи основным видом предоставляемых услуг является телефонная связь, а основным источником информации — речь. Также хорошо известно, что в занятом телефонном канале передача речевых сигналов занимает не более 1/3 времени и примерно 2/3 времени приходится на паузы. При выключении или значительном снижении мощности излучения во время пауз в речи при телефонном разговоре мощность взаимных помех будет снижаться пропорционально времени пауз. За счет этого допустимое число одновременно действующих каналов, а следовательно, и пропускная способность системы может быть в два-три раза увеличены. Дополнительной полосы в данном случае не требуется. Также в два-три раза увеличивается и эффективность использования спектра, занимаемого системой с ШПС.

В системах связи с простыми сигналами и частотным разделением за счет этого повышается эффективность использования мощности передатчика ретранслятора или базовой станции. Однако эффективность использования полосы не повышается, так как

выделенная каждому абоненту на время сеанса полоса частот сохраняется за ним даже в паузах речи.

С учетом этого пропускная способность системы с ШПС может быть определена следующим выражением:

$$M = \frac{1}{\alpha} \left[\frac{F}{R} \left(\frac{N_{\Sigma}}{E_b} - \frac{N_0}{E_b} \right) \right] + 1, \quad (5.17)$$

где $\alpha \approx (1/2 - 1/3)$ — коэффициент активности абонента.

Другая особенность систем радиосвязи с ШПС связана с использованием в ретрансляторе или на базовой станции узконаправленных многолучевых антенн. Известно, что применение таких антенн позволяет упростить требования к наиболее массовым земным станциям, уменьшить ограничения на пропускную способность системы по полосе за счет повторного использования частот в разных лучах. Однако из-за «не идеальности» диаграмм направленности антенн в системе связи с L лучами и простыми сигналами одну и ту же частоту можно использовать не чаще чем $L/3$ или $L/7$ раз, а в соседних лучах должны использоваться разные полосы частот. В случае ШПС разнос частот сигналов в разных лучах не требуется, а мощность помехи от сигналов из соседних лучей, даже «незначительно» подавленная за счет многолучевых бортовых антенн с «неидеальными» диаграммами направленности, оказывается значительно меньше мощности взаимных помех от мешающих сигналов своего луча. Далее помехи будут подавлены за счет кодового разделения ШПС. Таким образом, эффективность использования спектра в системе с ШПС может значительно превысить эффективность применения спектра в системе с частотным разделением. Дополнительное увеличение эффективности использования спектра примерно на 60% достигается за счет возможного разделения сигналов по поляризации. Известно [16], что в подвижных спутниковых станциях трудно подавить сигнал с нежелательной поляризацией более чем на 6 дБ. Этого совершенно не достаточно для разделения сигналов в системах с частотным или временным разделением. Для систем с ШПС и такое подавление приводит к заметному снижению взаимных помех, что также повышает эффективность использования спектра, хотя следует отметить, что широкого применения на практике этот метод пока не нашел.

В мобильных системах связи с простыми сигналами эффективность использования спектра снижается за счет того, что при большой неопределенности по доплеровским смещениям частоты и изменениях времени прихода принимаемых сигналов для снижения

взаимных помех приходится вводить защитные интервалы по частоте или по времени. В системах с ШПС защитные интервалы не требуются.

В приведенных выше положениях предполагалось, что все приходящие на ретранслятор сигналы имеют одинаковую мощность. В случае разных мощностей пропускная способность системы резко снижается. Разброс мощностей на 3 дБ приводит к уменьшению эффективности примерно в два раза. Поэтому регулировка мощностей абонентских станций с целью выравнивания мощностей сигналов, приходящих на ретранслятор, в системе с ШПС обязательна.

Как уже отмечалось выше, пропускная способность в широкополосных системах в основном ограничивается уровнем системных помех и появление каждого «нового» активного абонента приводит к его увеличению. Важной особенностью таких систем является то, что возрастание уровня системных помех (мягкая перегрузка) приводит не к отказу в предоставлении услуги, а лишь к временному снижению ее качества, что позволяет повысить среднюю загрузку системы и, следовательно, эффективность использования спектра.

В системах связи с простыми сигналами эффективность использования спектра дополнительно снижается за счет того, что при большой неопределенности частоты, вызванной эффектом Доплера, и изменениях времени прихода принимаемых сигналов для снижения взаимных помех приходится вводить защитные интервалы по частоте. В системах с ШПС защитные интервалы не требуются. В результате эффективность использования спектра в системе с ШПС оказывается значительно выше, чем в системах с простыми сигналами.

Защита от замираний. В системах спутниковой связи с малыми станциями имеют место замирания, обусловленные многолучевым распространением радиоволн. Малые антенны земных станций имеют широкие диаграммы направленности и поэтому не могут разделить прямой и отраженные лучи [9].

В случае ШПС, принимаемые по различным лучам сигналы, могут быть разделены, а результирующий сигнал не подвержен замираниям, вызываемым многолучевым распространением.

При приеме сигналы разделенных лучей могут выделяться и когерентно складываться. Эксперименты показали, что в реальных условиях энергетический выигрыш от реализации ШПС при многолучевом распространении составил 6-9 дБ.

С помощью корреляционной обработки принимаемых сигналов, реализованной в форме Rake-приемника, можно эффективно использовать многолучевость для увеличения

помехоустойчивости. В Rake-приемнике энергия двух и более составляющих сигнала многолучевости когерентно комбинируется, обеспечивая, таким образом, увеличение мощности принимаемого сигнала и достижение эффекта разнесения. Rake-приемник состоит из набора корреляторов, согласованных с различными составляющими сигнала многолучевости, и позволяет накапливать их энергию для формирования статистики, с помощью которой выносится решение в пользу того или иного символа передаваемого сообщения.

Электромагнитная совместимость. Достоинством систем связи с ШПС признается хорошая электромагнитная совместимость с существующими радиосредствами. Так, применение станций с малыми антеннами предполагает увеличение эквивалентной изотропно-излучаемой мощности (ЭИИМ) ретранслятора [9].

Расширение спектра позволяет соблюсти установленные нормы на спектральную плотность потока излучаемой мощности. Станции с ШПС могут работать на вторичной основе в общем частотном диапазоне с существующими узкополосными средствами.

6. Пространственно-временное кодирование (MIMO). Кодирование Аламути.

Понятие MIMO предполагается как технология связи, которая использует пространственное разделение каналов с помощью нескольких передающих антенн и нескольких приемных. В этой главе, описывается фундаментальное понятие MIMO применительно к радиосвязи.

Рассмотрим беспроводную систему связи, состоящую из N_t передающих (TX) и N_r приемных (RX) антенн. Идея заключается в том, чтобы передавать разные потоки данных на одной несущей частоте. Поток в p -й передающей антенне, как функция времени t , обозначается $s_p(t)$. Во время передачи сигнал из p -й передающей антенны TX проходит не только прямой путь, но и несколько отраженных, прежде чем придет в q -ю RX-приемную антенну. Как уже отмечалось выше, этот эффект называется многолучевым распространением. Полагается, что ширина полосы частот B системы будет выбрана так, что задержка времени между прямым и последним отраженным лучом в приемнике значительно меньше чем $1/B$. В этом случае система является узкополосной. Для таких систем все компоненты многолучевого распространения от p -й передающей антенны TX до q -й приемной антенны RX описываются импульсной характеристикой $h_{qp}(t)$. Так как сигнал от всех TX-антенн передается на одной частоте, то q -я RX-антенна не может принять сигнал только от p -й TX, а принимает сигналы от всех N_t передающих антенн. В таком случае сигнал на выходе q -й приемной антенны может быть записан в виде (6.1).

$$x_q(t) = \sum_{p=1}^{N_t} h_{qp}(t)s_p(t). \quad (6.1)$$

Для всех приемных антенн N_r выражение (6.1) может быть записано в матричном виде:

$$\mathbf{s}(t) = \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \dots \\ s_{N_t}(t) \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \dots \\ x_{N_t}(t) \end{pmatrix}$$

$$\text{и } \mathbf{H}(t) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1N_t}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2N_t}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N_r,1}(t) & h_{N_r,2}(t) & \dots & h_{N_r,N_t}(t) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{s}(t). \quad (6.2)$$

Обобщенная блок-схема системы связи с использованием технологии MIMO представлена на рис. 6.1.

Математическое описание системы связи с технологией MIMO может быть представлено как набор уравнений с множеством неизвестных. Если каждое уравнение представляет собой линейную комбинацию неизвестных переменных и количество уравнений равняется числу неизвестных, то система данных уравнений имеет решение. Если количество уравнений больше чем число неизвестных, то решение может быть найдено одним из методов, например методом наименьших квадратов [17]. В литературе по системам связи данный метод также называется Zero Forcing (ZF).

В системе уравнений (6.2) известными являются записи принимаемых сигналов $X(t)$ и излученные сигналы (преамбулы).

Неизвестные коэффициенты собраны в канальной матрице $\mathbf{H}(t)$. Если число путей распространения сигналов от TX равно числу принятых сигналов RX ($N_t = N_r$), то уравнения можно решить, если существует матрица, обратная $\mathbf{H}(t)$. В таком случае решение (6.2) может быть найдено путем умножения обеих частей уравнения на матрицу, обратную $\mathbf{H}(t)$:

$$\mathbf{H}^{-1}(t)\mathbf{x}(t) = \mathbf{H}^{-1}(t)\mathbf{H}(t)\mathbf{s}(t) = \mathbf{I}_{N_t}\mathbf{s}(t) = \mathbf{s}(t),$$

где \mathbf{I}_{N_t} – тождественная матрица размером $N \times N$.

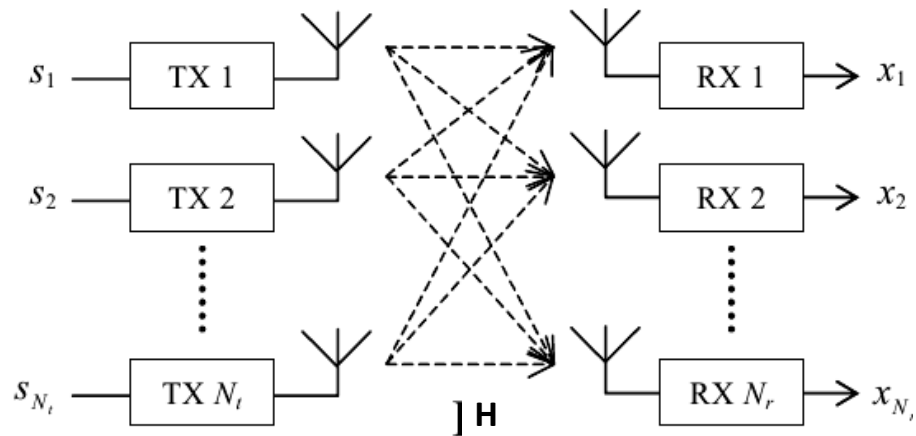


Рисунок 6.1 – Обобщенная блок-схема системы связи с MIMO

Таким образом, чтобы оценить переданные сигналы от всех передатчиков в каждом приемнике, необходимо умножить вектор $\mathbf{x}(t)$ на обратную канальную матрицу $\mathbf{H}(t)$, которая должна быть известна в приемнике. Чтобы оценить канальную матрицу, должна передаваться последовательность, которая известна получателю (в системах mobile WiMax роль этой последовательности выполняет преамбула).

Рассмотрим систему 2×2 с двумя передающими ($N_t = 2$) и двумя приемными антеннами ($N_r = 2$). Допустим, что получателю информации точно известны параметры канала РРВ (канальная матрица). В таком случае решением системы уравнений (6.2) будут сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$:

$$s_1(t) = w^1(t)x(t), \quad (6.3)$$

$$s_2(t) = w^2(t)x(t), \quad (6.4)$$

где $w^i(t)$ – весовой коэффициент, на который умножается принятый сигнал, чтобы оценить i -й переданный сигнал (i -я строка матрицы $\mathbf{H}^{-1}(t)$).

6.1. Канал передачи данных для систем с MIMO 2×2

Рассмотрим канал для системы связи с MIMO 2×2 , которая состоит из двух приемных и двух передающих антенн.

1. Предположим, что имеется последовательность $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$, которую нужно передать.

2. При нормальной передаче, в первый момент времени посылается x_1 , во второй – x_2 и т.д.

3. Так как у нас используется 2 антенны для передачи, можно сгруппировать символы в две группы. В первый момент времени посылать x_1 и x_2 из первой и второй антенн, во второй – x_3 и x_4 и т.д.

4. Когда группируются два символа и посылаются в один момент времени, необходимо только $n/2$ времени, чтобы передать эти сообщения, скорость передачи удваивается (рис. 6.2).

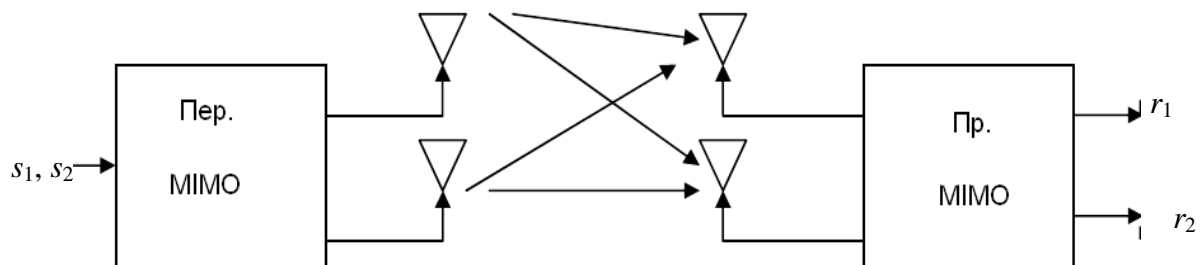


Рисунок 6.2 – Схема канала MIMO 2×2

Для оценки переданного сообщения примем допущения:

1) Для любого канала РРВ характерно уменьшение уровня сигнала с увеличением расстояния между передатчиком и приемником. В самом простом случае многолучевой канал имеет только один отвод в схеме рекурсивного фильтра, что соответствует простому умножению на коэффициент. Существуют более сложные случаи влияния канала РРВ на распространяющийся в нем сигнал, которые подробно описаны в главе 1 и в литературе [2].

2) Для передачи сигнала из i -й антенны в j -ю приемную антенну, каждый переданный символ необходимо умножить на произвольно переменный комплексный коэффициент h_{ji} .

3) Коэффициенты h_{ji} между каждой j -й приемной и i -й передающей антенной должны быть случайными и не коррелированными.

4) В антенне приемника шум имеет гауссовскую плотность распределения вероятности.

5) Коэффициенты h_{ji} известны в точке приема.

Принимаемые первой и второй антенной сигналы соответственно равны:

$$y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + n_1 = [h_{11} \ h_{12}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_1,$$

$$y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + n_2 = [h_{21} \ h_{22}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_2,$$

где y_1, y_2 – принятые символы в первой и второй антеннах соответственно; h_{11} – импульсная характеристика канала от первой передающей антенны к первой приемной; h_{12} – характеристика канала от первой передающей антенны ко второй приемной; h_{21} – характеристика канала от второй передающей антенны к первой приемной; h_{22} – характеристика канала от второй передающей антенны ко второй приемной; x_1, x_2 – переданные сообщения; n_1, n_2 – шумы в первой и второй приемных антеннах.

В матричной форме система уравнений может быть представлена следующим образом:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix},$$

либо

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}.$$

6.2. Методы оценки сообщения по принимаемому сигналу

Метод zero forcing (ZF). Рассмотрим методы оценки принятого сообщения для простейшей системы MIMO 2×2 [18]. Чтобы оценить \mathbf{x} , необходимо найти матрицу \mathbf{W} , которая удовлетворяет условию $\mathbf{W}\mathbf{H} = \mathbf{I}$. Методом Zero Forcing (ZF) для принятых допущений матрица может быть найдена:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{H}^* \times \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^*.$$

Эта матрица называется псевдо-инверсной матрицей для матрицы размера $M \times N$.

$$\mathbf{H}^* \times \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{21}^* \\ h_{12}^* & h_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 & h_{11}^*h_{12} + h_{21}^*h_{22} \\ h_{12}^*h_{11} + h_{22}^*h_{21} & |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2 \end{bmatrix}.$$

Используя данный метод, по двум принятым последовательностям y_1 и y_2 могут быть оценены информационные последовательности \hat{x}_1 и \hat{x}_2 .

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}.$$

Метод Zero Forcing with Successive Interference Cancellation (ZF-SIC). Как следует из названия, в основе данного метода лежит Zero Forcing. Используя оценку сигнала Zero Forcing, описанную выше, возьмем один полученный символ (например, \hat{x}_2) и вычтем его влияние из принятых в каждом канале сигналов:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 - h_{12}\hat{x}_2 \\ y_2 - h_{22}\hat{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}x_1 + n_1 \\ h_{21}x_1 + n_2 \end{bmatrix}.$$

Представим в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}x_1 + \mathbf{n}.$$

Полученное выражение является справедливым для случая некоррелированных сигналов в приемнике.

Оценка полученного символа описывается формулой:

$$\hat{x}_1 = \frac{\mathbf{h}^* \times \mathbf{r}}{\mathbf{h}^* \times \mathbf{h}}.$$

Оптимизированный метод ZF SIC. В классическом методе SIC, приемник произвольно выбирает один информационный символ для оценивания и вычитает влияние остальных сигналов из полученного сигнала. Оптимизация метода ZF SIC заключается в том, что для оценивания выбирается сигнал с более высокой мощностью. Полученная мощность в обеих антеннах, соответствующая переданным символам \mathbf{X}_1 и \mathbf{X}_2 :

$$P_{x_1} = |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2,$$

$$P_{x_2} = |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2.$$

Если $P_{x_1} > P_{x_2}$, тогда приемник принимает решение вычесть влияние \hat{x}_1 из полученных y_1 и y_2 , и тем самым оценить \hat{x}_2 :

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 - h_{11}\hat{x}_1 \\ y_2 - h_{12}\hat{x}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{12}x_2 + n_1 \\ h_{22}x_2 + n_2 \end{bmatrix}.$$

Представим в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{12} \\ h_{22} \end{bmatrix} x_2 + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}x_2 + \mathbf{n}.$$

Переоцененный сигнал \hat{x}_2 представляется формулой:

$$\hat{x}_2 = \frac{\mathbf{h}^* \times \mathbf{r}}{\mathbf{h}^* \times \mathbf{h}}.$$

Если $P_{x_1} \leq P_{x_2}$, тогда приемник решает вычесть влияние \hat{x}_2 из полученных y_1 и y_2 , и тем самым переоценить \hat{x}_1 :

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 - h_{12}\hat{x}_2 \\ y_2 - h_{22}\hat{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}x_1 + n_1 \\ h_{21}x_1 + n_2 \end{bmatrix}.$$

Представим в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}x_1 + \mathbf{n}.$$

Переоцененный сигнал \hat{x}_1 представляется формулой:

$$\hat{x}_1 = \frac{\mathbf{h}^* \times \mathbf{r}}{\mathbf{h}^* \times \mathbf{h}}.$$

Метод минимума среднего квадрата ошибки. Метод минимума среднего квадрата ошибки (МСКО) реализуется путем нахождения коэффициентов W , используя соответствующий критерий оптимальности:

$$E \left\{ [Wy - x][Wy - x]^* \right\}.$$

Решение методом (МСКО):

$$W = \left[\mathbf{H}^* \times \mathbf{H} + \mathbf{N}_0 \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{H}^*.$$

Метод (МСКО) отличается от Zero forcing только слагаемым $N_0 I$. Когда плотность шума равна нулю, метод (МСКО) сводится к методу Zero Forcing.

Используя метод (МСКО), в приемнике можно получить оценку двух переданных символов:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \left[\mathbf{H}^* \times \mathbf{H} + \mathbf{N}_0 \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{H}^* \times \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}.$$

Метод максимального правдоподобия. Для того чтобы использовать метод максимального правдоподобия, необходимо, чтобы переданные символы были известны получателю, обозначим их $x = \{x_1, \dots, x_B\}$. Ясно, что критерием правильной оценки переданного сообщения является максимальная вероятность принятия заранее известного сигнала:

$$\hat{s} = \arg \max_{s \in X^M} P(s_{\text{пер}}/r_{\text{пр}}) = \arg \max_{s \in X^M} \left(\frac{P(r_{\text{пр}}/s_{\text{пер}})P(s_{\text{пер}})}{P(r_{\text{пр}})} \right). \quad (6.5)$$

Выражение (6.5) известно как максимальная апостериорная вероятность правильного обнаружения [19]. Предположим, что все переданные символы $s \in X^M$ равновероятностные, тогда $P(r_{\text{пр}})$ вероятность переданных символов одинакова и постоянная. Вероятность правильного определения может быть записана:

$$\hat{s} = \arg \max_{s \in X^M} P(r_{\text{пр}}/s_{\text{пер}}). \quad (6.6)$$

Метод, который всегда находит оптимальное решение, описанное формулой (6.6) называется методом максимального правдоподобия (МП). Если допустить, что аппаратный шум n является аддитивным белым и гаусовским, то проблема обнаружения решается методом МП (рис. 6.1.3) как минимизация квадрата метрики евклидового расстояния принятого вектора значений сигнала на конечном M -мерном интервале:

$$\hat{s} = \arg \min_{s \in X^M} |r - Hs|^2.$$

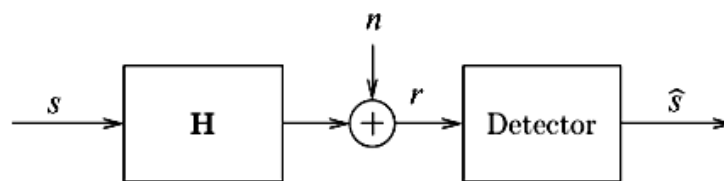


Рисунок 6.3 – Простейшая линейная схема системы связи ММО

7. Системы мобильной связи третьего поколения UMTS.

Разработка систем третьего поколения началась задолго до того, как были исчерпаны возможности системы GSM и других систем второго поколения. Целью этой работы было создание глобального стандарта, который сможет поддерживать роуминг по всему миру. Международный телекоммуникационный союз (ITU) начал работу над системой подвижной связи третьего поколения с определения базовых требований. Первоначально эта система называлась перспективной наземной системой подвижной связи общего пользования (англ. Future Public Land Mobile Telecommunication System - FPLMTS), а теперь известна под названием IMT-2000 (англ. International Mobile Telecommunications - международная подвижная связь). Рассмотрим основные требования, предъявляемые к этой системе [20]:

- пропускная способность (не менее):
 - 2 Мбит/с внутри помещений и для терминалов, перемещающихся с пешеходной скоростью;
 - 384 кбит/с для терминалов, перемещающихся со скоростью не более 120 км/ч в областях городской застройки;
 - 144 кбит/с в сельской местности и для быстро перемещающихся транспортных средств;
- обеспечение глобальной (общемировой) мобильности абонента;
- независимость услуг IMT-2000 от применяемой технологии радиointерфейса. Это позволит использовать различные эфирные интерфейсы; с другой стороны, это потребует использования многосистемных терминалов;
 - незаметное переключение между сетями проводной и беспроводной связи;
 - поддержка услуг передачи данных с коммутацией каналов и пакетов;
 - поддержка мультимедийных сервисов и услуг реального времени;
 - реализация виртуальной домашней среды (англ. Virtual Home Environment - VHE). Свойства пользовательского интерфейса, характерные для домашней среды пользователя, не меняются при роуминге в других сетях.

Реализацией системы, которая удовлетворяла бы всем перечисленным выше требованиям, занялись следующие региональные организации:

- ETSI (Европейский институт телекоммуникационных стандартов), который с 1995 г. работает над предложениями по Универсальной системе подвижной связи (англ. Universal Mobile Telecommunication System — UMTS), в которой будет использован метод многостанционного доступа широкополосный CDMA (англ. Wideband CDMA - WCDMA)]

- комитет T1P1 в США, который координировал работы по развитию систем второго поколения, работающих на территории США (IS-95, IS-136 и GSM 1900). Эти работы привели к появлению системы со многими несущими и методом многочастотного CDMA на основе IS-95;
- ARIB (англ. Association for Radio Industries and Businesses - Ассоциация представителей радиопромышленности и бизнеса) Японии, которая предложила радиointерфейс, очень похожий на UMTS;
- TTA (англ. Telecommunications Technology Association -Ассоциация по телекоммуникационным технологиям) в Южной Корее, которая также предложила использовать в новой системе метод CDMA.

В 1998 г. для выработки общего стандарта широкополосного CDMA была создана рабочая группа, получившая название 3GPP (англ. 3rd Generation Partnership Project – проект партнерства по системам третьего поколения). Результатом работы этой группы стал стандарт UMTS. Однако участники проекта, которые хотели развить систему IS-95, предложили альтернативный стандарт – CDMA2000. Таким образом, появилась рабочая группа 3GPP2 (англ. 3rd Generation Partnership Project 2). В действительности соглашение было достигнуто по трем различным стандартам IMT-2000:

- UTRA (англ. UMTS Terrestrial Radio Access – наземный радиодоступ UMTS) – широкополосная CDMA-передача данных в режимах FDD и TDD и с разнесением несущих на 5 МГц;
- MC CDMA (англ. MultiCarrier CDMA – многочастотная CDMA);
- UWC136 (англ. Universal Wireless Communications — универсальная беспроводная связь) – стандарт, в основе которого лежат системы IS-136 и GSM EDGE. Стандарт UWC136 представляет собой естественное развитие систем TDMA.

На рисунке 7.1 приведена эволюция систем подвижной связи второго поколения в системы третьего поколения.

До сих пор мы рассматривали развитие стандартов радиодоступа. Заметим, что радиодоступ - лишь одна составляющая часть системы связи. Другая часть – базовая сеть, которая соединяет различные элементы системы радиодоступа с фиксированной частью системы связи и другими сетями, например, PSTN, ISDN, Internet и PDSN. Эволюция имеет место и в этом направлении. Принято решение, что в системах UMTS и EDGE (эволюционировавших от GSM) в качестве опорной первоначально будет использоваться сеть GSM. С другой стороны системы CDMA2000 и EDGE (имеющие происхождение от IS-136) начнут работать с опорной сетью IS-41. Обе базовые сети будут оборудованы

функциями поддержки межсетевого взаимодействия, которые позволят предоставлять услуги роуминга и другие услуги. В будущем все сети IMT-2000 будут работать с базовой сетью IP, аналогичной той, которая используется в настоящее время в системе GPRS.

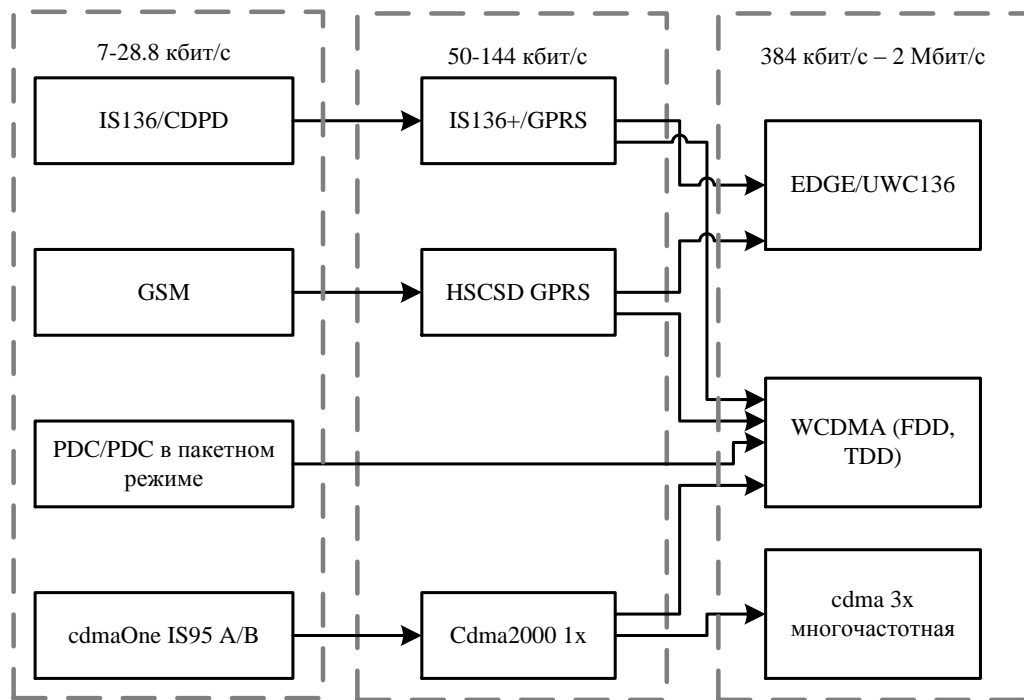


Рисунок 7.10 – Эволюция систем подвижной связи второго поколения в системы третьего поколения

Реализация систем третьего поколения зависит от выделения им спектральных ресурсов административными органами. Необходимо заметить, что полоса частот для IMT-2000 была выделена практически всеми странами, за исключением США, где системам связи третьего поколения в будущем либо выделяют новый диапазон радиочастотного спектра, либо изменяют правила использования спектра системы PCS.

Основная задача системы UMTS - реализация интегрированной цифровой беспроводной связи со скоростями передачи данных до 2 Мбит/с в радиочастотном диапазоне около 2 ГГц. В табл. 7.1 приведены диапазоны, выделенные системе UMTS.

К системе UMTS предъявляются те же требования, что и к IMT-2000:

- **возможность работы при различных параметрах среды.** Наземная часть системы UMTS должна работать в различных условиях окружающей среды, начиная от сельской местности и заканчивая помещениями. Для этих условий будут созданы три типа сот - пикосоты, микросоты и макросоты с соответствующими физическими уровнями UMTS. Спутниковый сегмент системы UMTS будет дополнять систему наземной подвижной связи и работать в областях с очень низкой плотностью трафика или слаборазвитой инфраструктурой;

- **дуплексная передача данных.** Спектр, выделенный на конференции WRC-2000, состоит из двух парных и двух непарных диапазонов. Это подразумевает использование дуплексной передачи данных с частотным разделением (FDD) в парных диапазонах и дуплексной передачи данных с временным разделением (TDD) в непарных диапазонах (см. табл. 7.1);
- **широкий спектр услуг.** Система UMTS должна обеспечивать широкий спектр услуг, начиная от передачи речи до высокоскоростной передачи данных. Трафик может быть асимметричным. Система должна быть достаточно гибкой для того, чтобы позволить введение в будущем новых услуг. Поэтому система радиодоступа должна поддерживать однонаправленные соединения, основанные на некоторых основных службах передачи данных;
- **взаимодействие с фиксированными сетями связи.** Система UMTS будет интегрирована с проводными широкополосными сетями, такими, как В-ISDN. Планируется использовать технологию **интеллектуальных сетей** (англ. Intelligent Networks, IN).

Таблица 7.1 Спектр, выделенный системе UMTS

Частота, МГц	Ширина спектра, МГц	Назначение
1900...1920	20	UMTS (наземный), TDD
1920...1980	60	UMTS (наземный), FDD, UL
1980...2010	30	UMTS (спутниковый), TDD
2010...2025	15	UMTS (наземный), TDD
2110...2170	60	UMTS (наземный), FDD, DL
2170...2200	30	UMTS (спутниковый), FDD, DL

В соответствии с приведенными выше требованиями были определены список услуг и требования к их качеству. В табл. 7.1 (составленной на основании [32] с незначительными изменениями) приведены предложения по услугам системы UMTS. Система UMTS предлагает передачу речи, данных и видеотелефонной информации. Помимо этого, ее можно рассматривать в качестве беспроводного расширения цифровых сетей связи с интеграцией услуг (ISDN). Таким образом, система поддерживает базовый доступ к сетям ISDN со скоростью 144 кбит/с (два канала В и один канал D). Возможна передача данных на ограниченное расстояние со скоростью 2 Мбит/с, что позволяет обеспечить передачу сжатого видеосигнала.

Как и в системах связи второго поколения, в UMTS будет обеспечен высокий уровень безопасности передаваемых данных. Это важно не только с точки зрения конфиденциальности индивидуальных телефонных разговоров, но и для поддержки удаленных банковских операций (tele-banking) и электронной коммерции (e-commerce).

Таблица 7.2 – Примеры услуг в системе UMTS

Тип услуги	Скорость передачи данных, кбит/с	Вероятность появления ошибок	Допустимая задержка, мс
Передача речи	4,75-12,2	10^{-4}	40
Передача данных по речевым каналам	2,4-64	10^{-6}	200
Передача Hi-Fi звука	940	10^{-5}	200
Видеотелефония	64-144	10^{-7}	40-90
Передача коротких сообщений/пейджинг	1,2-9,6	10^{-6}	100
Электронная почта	0-384	10^{-6}	Много минут
Передача факсимильных сообщений (группа 4)	64	10^{-6}	100
Вещание или широковещание	1,2-9,6	10^{-6}	100
Просмотр веб-страниц	16-64 (UL) 96-384 (DL)	10^{-6}	Секунды
Передача цифровых данных без определенных ограничений	64-1920	10^{-6}	100
Доступ к базам данных	2,4-768	10^{-6}	200
Дистанционные покупки (teleshopping)	2,4-768	10^{-7}	90
Электронные газеты	2,4-2000	10^{-6}	200
Удаленное управление	1,2-9,6	10^{-6}	100
Навигация и определение местоположения	64	10^{-6}	100
Дистанционная работа (teleworking)	32-64	10^{-6}	90

В UMTS используется высококачественное адаптивное многоскоростное кодирование речи (англ. Adaptive Multi-Rate - AMR), основанное на ACELP-кодировании с дискретной передачей и внесением комфортного шума. Оно работает на восьми скоростях: 4,75; 5,15; 5,90; 6,70; 7,40; 7,95; 10,20 и 12,20 бит/с. Три из них совместимы с речевыми кодерами, используемыми в существующих системах второго поколения: 6,7 кбит/с - PDC EFR, 7,4 кбит/с - IS-641 (в США TDMA/IS-136) и 12,2 кбит/с - GSM EFR. Скорость работы AMR-кодера зависит от загрузки сети, уровня услуг, оказываемого оператором сети, и текущего отношения сигнал/шум.

Как уже упоминалось, система UMTS использует преимущества существующих сетей GSM и GPRS, которые выступают в роли базовой сети в инфраструктуре UMTS.

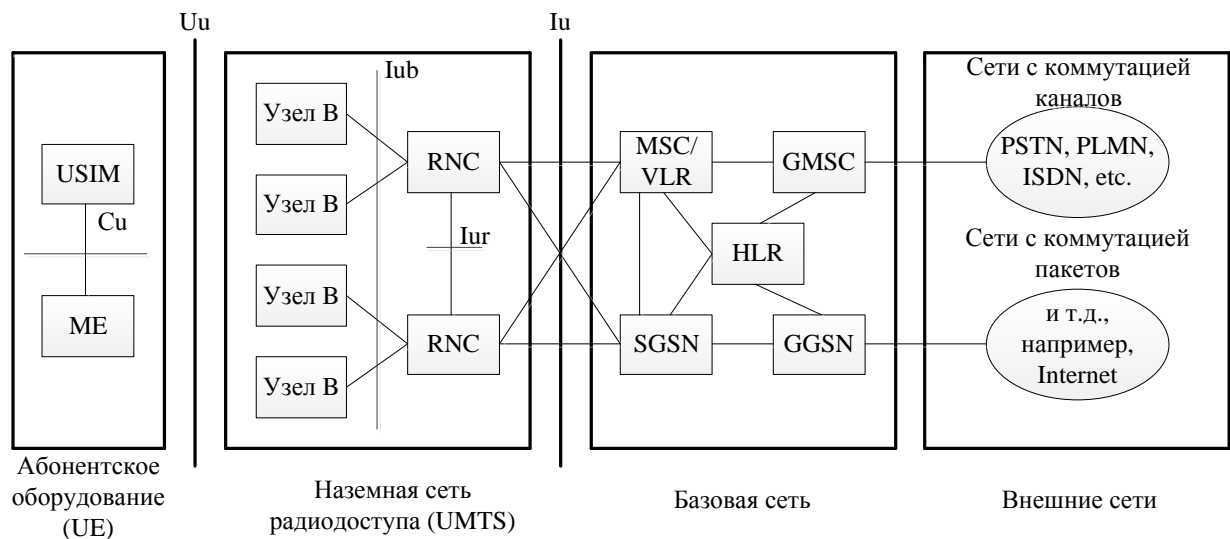


Рисунок 7.2 – Сеть радиодоступа UMTS

Структура радиосети UMTS (рис. 7.2) состоит из трех основных элементов:

- **абонентское оборудование** (англ. User Equipment- UE), включающее в себя:
 - **оборудование подвижной связи** (англ. Mobile Equipment - ME), представляющее собой радиотерминал, который соединяет абонента UMTS с фиксированной частью системы через радиointерфейс *Uu*;
 - **модуль идентификации абонента UMTS** (англ. UMTS Subscriber Identity Module - USIM), представляющий собой смарт-карту, аналогичную SIM-карте в системе GSM. Карта содержит идентификатор абонента, алгоритм аутентификации, ключи аутентификации и шифрования и т.д.;
- **наземная сеть радиодоступа UMTS** (англ. UMTS Terrestrial Radio Access Network - UTRAN), представляющая собой подсистему базовых станций и их контроллеров. Она состоит из двух типов элементов:

- **базовые станции**, называемые узлами В (англ. Node В) (согласно терминологии 3GPP). Они выполняют обработку данных на физическом уровне - такую, как канальное кодирование, перемежение данных, корректировка скорости передачи, модуляция и т.д. В основном, базовая станция преобразует данные из формата радиointерфейса Uu в формат интерфейса Iub, связывающего узел В с контроллером радиосети;
- **контроллеры радиосети** (англ. Radio Network Controller - RNC), которые управляют работой присоединенных к ним узлов В и распределяют выделенные им радиоресурсы. Таким образом, контроллер обрабатывает данные на уровне звена данных и участвует в процедурах хэндовера. В базовой сети контроллер RNC считается точкой доступа к услуге сети UTRAN. Он соединен с одной парой MSC/VLR для маршрутизации трафика с коммутацией каналов и с одним узлом SGSN для маршрутизации трафика с коммутацией пакетов;
- **базовая сеть** (англ. Core Network - CN) организована на основе сетей GSM и GPRS. Поэтому она содержит элементы, характерные для систем, как с коммутацией каналов, так и с коммутацией пакетов:
 - **опорный (домашний) регистр местоположения** (англ. Home Location Register-HLR), который выполняет те же функции, что и в системах GSM и GPRS;
 - **центр коммутации подвижной связи/визитный регистр местоположения** (англ. Mobile Switching Center/Visitor s Location Register - MSC/VLR), которые управляют трафиком с коммутацией каналов;
 - **шлюзовой центр коммутации подвижной связи** (англ. Gateway Mobile Switching Center - GMSC), соединяющий сеть UMTS с внешними сетями, работающими в режиме коммутации каналов;
 - **узел текущей поддержки GPRS** (англ. Serving GPRS Support Node - SGSN), аналогичный узлу, используемому в GPRS и работающий в режиме коммутации пакетов;
 - **узел шлюзовой поддержки GPRS** (англ. Gateway GPRS Support Node - GGSN), соединяющий сеть UMTS с внешними сетями, работающими в режиме коммутации пакетов.

Рассмотрим интерфейсы, изображенные на рис. 7.4. Большинство из них описаны настолько точно, что элементы системы UMTS могут выпускаться различными производителями. Таким образом, система может стать для них привлекательной, что

позволит ей набрать популярность. Ниже приведены интерфейсы системы UMTS и перечислены их основные функции:

- **интерфейс *Ci*** - соединяет аппаратную часть терминала UMTS со смарт-картой USIM. Он соответствует стандартному формату смарт-карт;
- **интерфейс *Uu*** - радиointерфейс между терминалами UMTS и базовыми станциями (**узлами *B***). Он точно определен, что позволяет использовать терминалы различных производителей. В определении интерфейса ***Uu*** заключается основная новизна технологии UMTS;
- **интерфейс *Iub*** - описывает связь базовой станции и соответствующего контроллера RNC;
- **интерфейс *Iur*** - это интерфейс между различными контроллерами RNC. Заметим, что в системе GSM нет эквивалентного интерфейса, однако в системе UMTS ***Iur*** необходим для мягкого хэндовера с участием двух базовых станций, которые управляются различными контроллерами RNC. Этот интерфейс также используется в случае, когда соединение с базовой станцией передается с так называемого переходного (drift) RNC на обслуживающий RNC, который направляет соединение в базовую сеть через интерфейс ***Iu***.
- **интерфейс *Iu*** - соединяет сеть UTRAN с базовой сетью. Этот интерфейс функционально аналогичен A-интерфейсу в сети GSM и Gb-интерфейсу в GPRS.

Модель, показанная на рис. 7.3. протоколов состоит из горизонтальных уровней и вертикальных плоскостей. Определены два главных горизонтальных уровня:

- **уровень транспортной сети**, в котором данные из плоскости пользователя и плоскости управления отображаются на выделенные и разделенные физические каналы,
- **уровень радиосети**, на котором решаются задачи, связанные с сетью UTRAN, например, с доступом к сети UTRAN через ***Iu***-интерфейс.

Через уровень транспортной сети и уровень радиосети проходят следующие вертикальные плоскости:

- **плоскость управления** (англ. Control Plane) - используется для сигнализации и управления в системе UMTS. Состоит из прикладного протокола (англ. Application Protocol), специфицированного в отношении соответствующего интерфейса, и канала сигнализации (англ. Signaling Bearer), используемого для передачи сообщений прикладного протокола;

- **плоскость пользователя** (англ. User Plane), в которой выполняется перенос пользовательских данных, таких, как кодированная речь или пакеты данных. В рамках пользовательской плоскости определены потоки данных (англ. Data Streams) и связанные с ними каналы данных (англ. Data Bearers). Потоки данных характеризуются одним или более кадровым (фреймовым) протоколом;

В рамках уровня транспортной сети определены следующие вертикальные плоскости:

- **плоскость управления транспортной сетью** (англ. *Transport Network Control Plane*), в которой осуществляется все управление сигнализацией на транспортном уровне. В эту плоскость входят:

- **протокол управления доступом к соединению** (англ. Access Link Application Part - ALCAP), который отвечает за конфигурацию транспортных каналов в соответствии с выдвинутыми требованиями и за комбинирование пользовательских данных и управляющих команд в выделенных и общих каналах;
- **каналы сигнализации**, необходимые для реализации ALCAP;
- **пользовательская плоскость транспортной сети**, которая содержит каналы сигнализации для прикладного протокола и каналы сигнализации в пользовательской плоскости.

Радиоинтерфейс наземного радиодоступа UMTS (англ. UMTS Terrestrial Radio Access) был определен рабочей группой 3GPP. Его часто называют WCDMA (англ. Wideband CDMA-широкополосный CDMA). В рамках WCDMA определены два режима работы, которые различаются типом дуплексной передачи данных. Как уже отмечалось, парные диапазоны в системе UMTS используются в режиме FDD, а непарные - в режиме TDD. С точки зрения потенциальных приложений и деталей радиоинтерфейса режимы отличаются друг от друга. В табл. 7.3 приведены их основные характеристики.

Перед изучением радиоинтерфейса WCDMA рассмотрим его уровневую структуру. На рис. 7.5 приведены основные компоненты его протокольной архитектуры.

Все протоколы можно разместить на одном из трех нижних уровней модели OSI; физическом (PHY), уровне звена данных (DLC) или сетевом уровне.

Физический уровень определяет услуги обмена информацией в виде транспортных каналов. На этом уровне выполняются все функции, связанные с обработкой сигналов, канальным кодированием, перемежением, модуляцией, синхронизацией и т.д. В число этих функций входит отображение транспортных каналов в физические каналы.

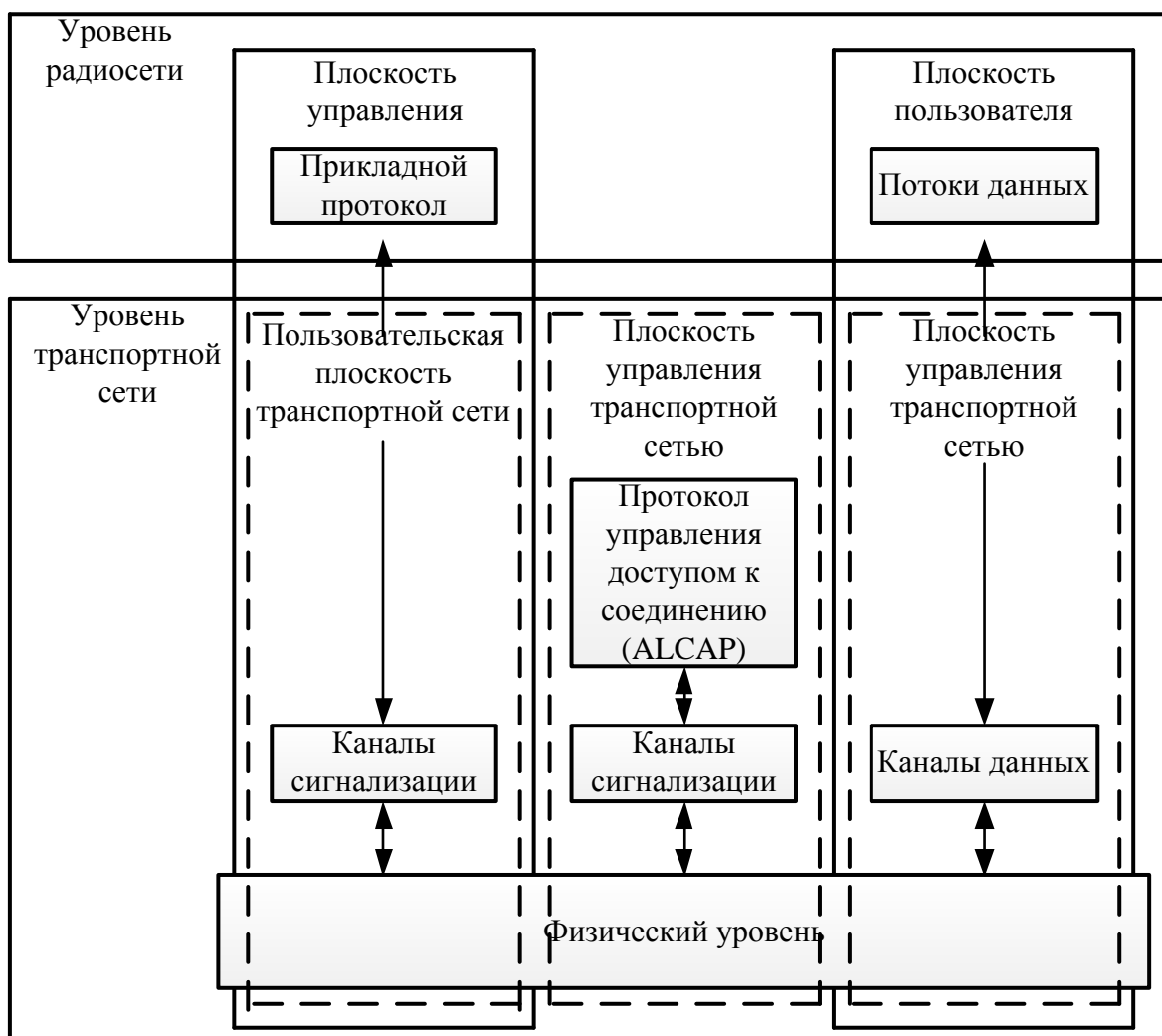


Рисунок 7.3 – Модель протоколов для интерфейсов UTRAN

Уровень звена данных разделен на следующие подуровни:

- *подуровень управления доступом к среде (MAC-подуровень);*
- *подуровень управления радиоканалом (RLC-подуровень);*
- *подуровень протокола сходимости пакетных данных (англ. Packet Data Convergence Protocol — PDCP);*
- *подуровень управления вещанием/широковещанием (англ. Broadcast/Multicast Control - BMC).*

Подуровень MAC реализует услуги обмена данными по логическим каналам, которые определяются в соответствии с типами передаваемой по ним информации.

Подуровень RLC реализует алгоритмы ARQ, отвечает за сегментирование и сборку пользовательских данных, контролирует соответствующие последовательности блоков данных и борется с дублированием блоков.

Таблица 7.3 Основные параметры интерфейсов WCDMA

Параметр	UTRA FDD	UTRA TDD
Метод многостанционного доступа	CDMA	TDMA/CDMA
Метод дуплексной передачи данных	FDD	TDD
Спектральная ширина канала	5 МГц	5 МГц
Чиповая скорость	3,84 Мчип/с	3,84 Мчип/с
Длина кадра	10 мс	10 мс
Временная структура кадра	15 слотов в кадре	15 слотов в кадре
Способы изменения скорости	Мультикодовый, многослойный и OVSF	Мультикодовый и OVSF
Способы расширения (в нисходящем направлении)	OVSF-последовательности для разделения каналов, укороченные последовательности Голда ($2^{18}-1$) для разделения сот и пользователей	
Способы расширения (в восходящем направлении)	OVSF-последовательности для разделения каналов, укороченные последовательности Голда ($2^{25}-1$) для разделения пользователей	
Коэффициент расширения	4-512	1-16
Канальное кодирование	Сверхточное кодирование ($R=1/2, 1/3, K=9$); турбокодирование (восьмиуровневое PCCSS, $R=1/3$); кодирование, обусловленное услугой	
Перемежение	Межкадровое перемежение (10, 20, 40 и 80 мс).	
Модуляция	QPSK	QPSK
Форма импульсов	Фильтр с характеристикой в виде квадратного корня из приподнятого косинуса с коэффициентом сглаживания 0,22	
Детектирование	Когерентное на основании пилотных символов	Когерентное, на основании обучающей последовательности в средней части пакета
Тип пакетов	-	Пакеты с речевыми данными, пакеты

		синхронизации и пакеты произвольного доступа
Регулировка мощности выделенного канала	Быстрая закрытая петля (скорость 1500 Гц)	«Вверх»: открытая петля (100 или 200 Гц)
Хэндовер на одной частоте	Мягкий	Жесткий
Хэндовер со сменой частоты	Жесткий	
Выделение каналов	Динамическое выделение каналов не требуется	Возможно медленное и быстрое динамическое выделение каналов
Подавление помех внутри соты	Возможно совместное детектирование	Возможны усовершенствованные приемники в базовых станциях

Подуровень PDPC обеспечивает передачу и прием протокольных блоков данных (блоков PDU) в RLC-режиме с подтверждением или без него, а также прозрачном RLC-режиме. Подуровень BMC осуществляет вещательную или широковещательную передачу данных в прозрачном режиме или режиме без подтверждения.

Наконец, нижний подуровень сетевого уровня, изображенного на рис. 7.4, называется *подуровнем управления радиоресурсами* (англ. *Radio Resource Control - RRC*). RRC-подуровень выполняет следующие функции: трансляция системной информации, распределение радиоресурсов, управление требуемым качеством предоставляемых услуг, а также управление измерениями и составлением отчетов по ним.

Для того чтобы верхние уровни могли выполнять возложенные на них функции, MAC-подуровень предоставляет им *логические каналы*. Для выполнения MAC-функций в распоряжении MAC-подуровня остаются *транспортные каналы*, которые отображаются в *физические каналы* на физическом уровне.

Рассмотрим каналы всех трех типов. Логические каналы разделены на два класса:

- *каналы управления* (англ. *Control Channels - CCH*) используются для переноса информации в плоскости управления;
- *каналы трафика* (англ. *Traffic Channels - TCH*) используются для переноса информации в пользовательской плоскости.

Существуют следующие типы логических каналов управления:

- **вещательный канал управления** (англ. *Broadcast Control Channel - BCCH*) используется для трансляции информации управления системой в нисходящем направлении;
- **канал управления вызовом** (англ. *Paging Control Channel - PCCH*) используется в нисходящем направлении для вызова подвижной станции или для вывода ее из режима «сна»;
- **общий канал управления** (англ. *Common Control Channel - CCCH*) используется в нисходящем и восходящем направлениях для передачи управляющей информации;
- **выделенный канал управления** (англ. *Dedicated Control Channel - DCCH*) используется в соединениях типа «точка-точка» для передачи специализированной управляющей информации между сетью и подвижной станцией во время установления RRC-соединения.

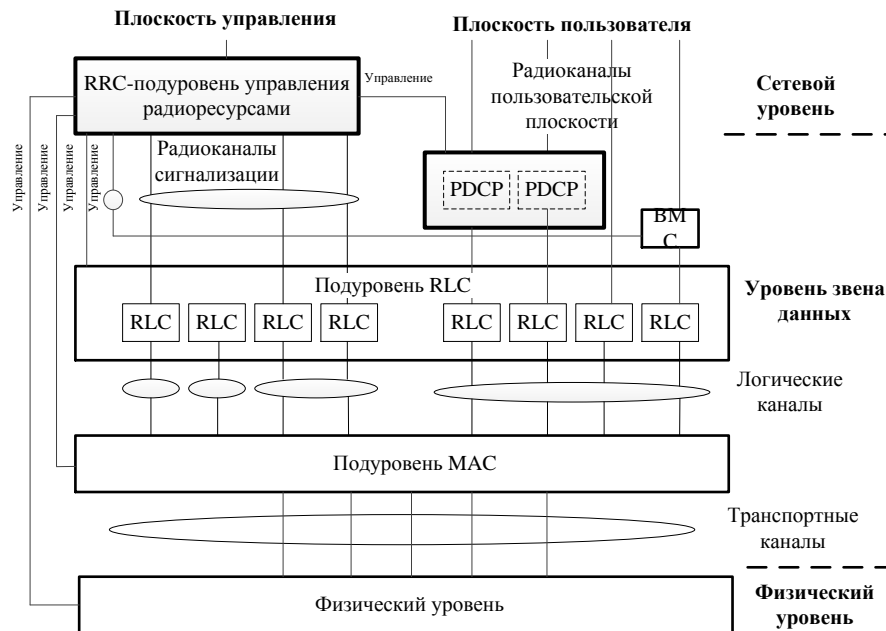


Рисунок 7.4 – Архитектура протоколов радиоинтерфейса

Типы логических каналов трафика:

- **выделенный канал трафика** (англ. *Dedicated Traffic Channel - DTCH*) используется для передачи пользовательской информации в варианте «точка-точка» между сетью и подвижной станцией. Может устанавливаться как в нисходящем, так и в восходящем направлениях;
- **общий канал трафика** (англ. *Common Traffic Channel - CTCH*) используется для передачи информации группе подвижных станций в режиме «точка-многоточка».

Логические каналы, реализованные на RLC-подуровне, отображаются подуровнем MAC в транспортные каналы. В группу транспортных каналов входит один **выделенный** (англ. *Dedicated Channel - DCH*) и шесть общих каналов.

Канал DCH представляет собой двунаправленный канал типа «точка-точка», по которому передаются как пользовательские данные, так и управляющая информация верхних уровней. Он может передаваться на всю соту или только на какую-либо ее часть (для этого нужна лучеобразующая антенна). Параметры этого канала (скорость передачи данных, уровень мощности и т.д.) могут быстро меняться.

Общие транспортные каналы переносят управляющую информацию и небольшое количество пользовательских данных без установления отдельного соединения с пользователем. Существуют следующие типы общих транспортных каналов:

- **вещательный канал** (англ. *Broadcast Channel - BCH*) используется для низкоскоростной передачи информации о системе и своей соте всем подвижным станциям в соте; переносит часть логического канала BCCH;
- **прямой канал доступа** (англ. *Forward Access Channel – FACH*), работающий в нисходящем направлении; переносит управляющую информацию, составляющую другую часть канала BCCH и реализует соединение для передачи пакетных данных. В одной соте может быть несколько каналов FACH, из которых хотя бы один выполняет передачу с низкой скоростью и высокой мощностью;
- **канал вызова** (англ. *Paging Channel — PCH*) — канал типа «точка-многоточка», используемый для вызова подвижной станции;
- **нисходящий прямой разделяемый канал** (англ. *Downlink Shared Channel - DSCH*) - дополнительный транспортный канал, разделяемый между несколькими подвижными станциями. По нему передается специализированная пользовательская информация. Этот канал связан с выделенным каналом (DCH);
- **канал случайного доступа** (англ. *Random Access Channel - RACH*) представляет собой канал низкоскоростной передачи данных в восходящем направлении. Он должен быть принят базовой станцией из любого места соты и используется подвижной станцией для установления соединения или передачи в сеть небольшого количества данных;
- **общий канал пакетных данных** (англ. *Common Packet Channel - CPCH*) - дополнительный восходящий транспортный канал, работающий по конкурентному принципу и используемый для передачи пакетных данных.

Каждый тип транспортных каналов связан с набором *транспортных форматов* (англ. *Transport Format - TF*). Транспортный формат определяет возможное отображение, кодирование и перемежение заданного типа транспортного канала. Процедура MAC-уровня выбирает соответствующий формат для данного транспортного кадра. Особенности применяемого транспортного формата заключены в блоке данных с названием *индикатор транспортного формата* (англ. *Transport Format Indicator – TFI*), который обычно сопровождает транспортные блоки и указывает способ реализации транспортного канала.

После проведения канального кодирования и перемежения несколько транспортных каналов могут быть мультиплексированы. Таким способом получаемый поток данных направляется в *физический канал передачи данных*. Тогда же индикаторы транспортного формата мультиплексированных каналов образуют *индикатор комбинации транспортных форматов* (англ. *Transport Combination Format Indicator-TCFI*), который передается по *физическому каналу управления* (рис. 7.5).

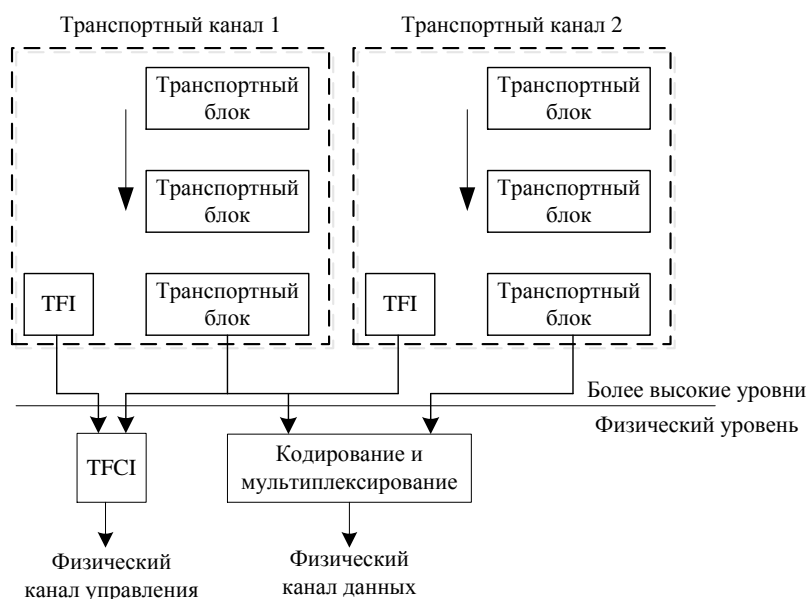


Рисунок 7.5 – Пример отображения транспортных каналов на физические

Поскольку транспортные каналы могут состоять из различного количества транспортных блоков, то индикатор TCFI также предоставляет информацию о том, какой транспортный канал активен в данном кадре. В приемнике, после декодирования TCFI, данные, полученные по физическому каналу, могут быть демultipлексированы и декодированы, а транспортные блоки соответствующих транспортных каналов могут быть выделены.

На физическом уровне время в системе UMTS разделено на кадры длительностью 10 мс. В свою очередь, каждый кадр разделен на 15 слотов длительностью по 666,67 мкс. В случае применения режима FDD, такое временное деление кадра не является результатом использования метода многостанционного доступа, каковым здесь является CDMA. Слоты выступают в роли единиц времени, в которых имеет место передача соответствующих двоичных канальных блоков. Зная, что базовая чиповая скорость составляет 3,84 Мчип/с, можно легко подсчитать, что в каждом слоте помещается 2560 чипов.

В режиме UMTS FDD физический канал определяется несущей частотой, используемой расширяющей последовательностью и компонентой сигнала (в восходящей линии связи синфазная и квадратурная составляющие сигнала могут переносить разные физические каналы).

На физическом уровне определены два типа выделенных физических каналов для восходящей и нисходящей линий связи:

- *выделенный физический канал управления* (англ. *Dedicated Physical Control Channel - DPCCN*);
- *выделенный физический канал данных* (англ. *Dedicated Physical Data Channel - DPDCH*).

Каждому соединению назначается один выделенный физический канал управления и до шести выделенных каналов данных. В восходящем направлении двоичный поток канала DPDCH направляется на синфазный вход передатчика, а двоичный поток канала DPCCN - на квадратурный. Если количество каналов передачи данных (DPDCH) больше одного, то все нечетные каналы суммируются, взвешиваются и передаются по синфазной составляющей, а четные каналы суммируются, взвешиваются и передаются по квадратурной составляющей вместе с каналом управления (DPCCN).

По каналу DPDCH передаются пользовательские данные; по каналу DPCCN - пилотный сигнал, необходимый базовой станции для оценки состояния канала, блок TFCI, указывающий формат канала DPDCH, *информация обратной связи* (англ. *FeedBack Information - FBI*), необходимая для разнесенной передачи в нисходящем направлении, а также *блок управления мощностью передачи* (англ. *Transmit Power Control - TPC*), необходимый для реализации быстрой регулировки мощности в нисходящем направлении (рис. 7.6). Оба потока данных рассеиваются двумя взаимно ортогональными *кодами каналообразования* (англ. *channelization codes*). Они позволяют осуществить 4-256-кратное расширение спектра сигнала в зависимости от скорости передачи информационной

последовательности. Коэффициент расширения (англ. *Spreading Factor* - SF) равен $256/2^k$, где $k = 0, 1, \dots, 6$; таким образом, в каждом из 15 слотов 10-мс кадра передается 10×2^k битов. Поскольку скорости передачи данных в обоих физических каналах могут различаться, то значения средней мощности сигналов синфазной и квадратурной составляющих также могут различаться.

Используемое расширение подстраивается под текущую скорость передачи двоичных данных в канале данных, что приводит к изменению ширины спектра сигнала. Переменный коэффициент расширения позволяет получить так называемые *ортогональные коды с переменным коэффициентом расширения* (англ. *Orthogonal Variable Spreading Factor* - $OVSF$).

Коды $OVSF$ определяются деревом, изображенным на рис. 7.7. Если рассмотреть каждый узел дерева, то можно сделать вывод о том, что новые кодовые слова создаются путем дублирования предыдущего слова по одной ветви и дополнения слова с противоположными значениями по другой ветви.

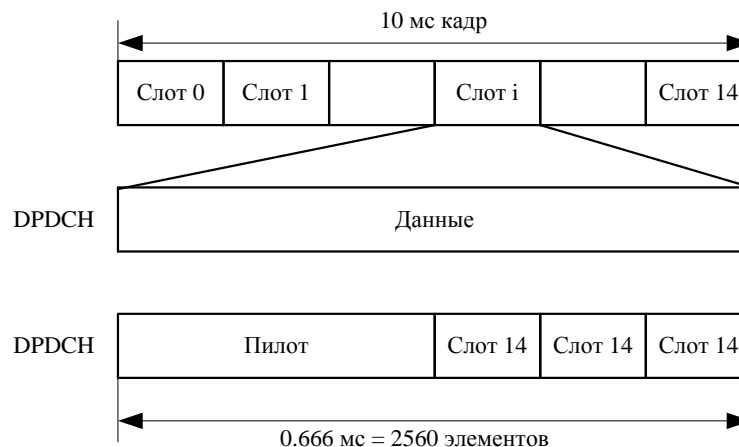


Рисунок 7.6 – Структура восходящего выделенного физического канала

Из кодового дерева выбираются взаимно ортогональные слова. Говорят, что кодовое слово c_i ортогонально кодовому слову c_j ; тогда и только тогда, когда кодовое слово не связано с ветвью, ведущей от ветви, связанной со словом c_j , к основанию дерева, или не располагается в поддереве ниже слова c_i . Например, если биты конкретного потока данных рассеиваются кодовым словом $c_{8,5} = (1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1)$ с коэффициентом расширения $SF = 8$, то для другого потока данных, для которого требуется коэффициент расширения $SF=4$, можно взять любое слово $c_{k,l}$, кроме $c_{4,3}$.

Полученная пара потоков данных, подвергнутых расширению кодовыми словами $OVSF$, можем быть представлена в виде комплексного сигнала, действительная часть

которого выступает в роли синфазной составляющей, а мнимая - в роли квадратурной. Такой комплексный сигнал подвергается процедуре комплексного скремблирования. Скремблирующая последовательность состоит из двух составляющих, интерпретируемых как реальная и мнимая части комплексного скремблирующего сигнала.

Заметим, что операция скремблирования не увеличивает ширину спектра сигнала, т.е. чиповая скорость на выходе скремблера равна скорости на входе. Целью скремблирования является обеспечение различения сот. Отбор комплексных скремблирующих последовательностей необходим, поскольку существует вероятность того, что мощности синфазной и квадратурной составляющих, переносящих каналы DPDSCH и DPSSCH или их сумму, будут неравны. После наложения комплексной скремблирующей последовательности средние мощности обеих составляющих становятся равны.

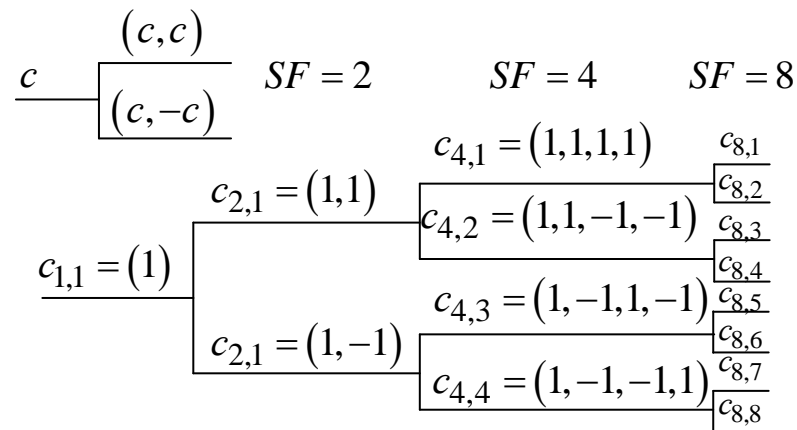


Рисунок 7.7 – Кодовое дерево OVSF

Стандарт определяет два типа комплексных скремблирующих последовательностей – короткие и длинные. Короткая последовательность имеет длину 256 битов. Она повторяется с частотой 15 кГц. Такая последовательность применяется, когда в базовой станции используются приемники с совместным детектированием. Длинная последовательность - это пара последовательностей Голда с периодом $2^{25} - 1$, усеченных до 10 мс. Такая последовательность используется, когда в базовой станции установлен обычный Rake-приемник.

Комплексный поток синфазных и квадратурных импульсов, полученный в результате комплексного скремблирования, формируется фильтрами с косинусоидальной характеристикой в степени $1/2$ (с коэффициентом сглаживания $\alpha = 0,22$) и размещается в требуемом диапазоне парой ортогональных модуляторов (рис. 7.8).

Организация нисходящей передачи выделенных каналов отличается от передачи в восходящем направлении. Выделенные каналы данных и управления мультиплексируются так, как это показано на рис. 7.9. Затем они последовательно демультиплексируются в два параллельных потока данных, которые и лежат в основе синфазной и квадратурной составляющих переданного сигнала. Двоичные сигналы в каждой ветви рассеиваются при помощи одного и того же кодового слова OVSF. Каналообразующие кодовые слова, используемые в данном секторе соты, выбираются из того же самого кодового дерева OVSF. Широкополосные сигналы в синфазной и квадратурной ветвях рассматриваются в качестве действительной и мнимой частей комплексного сигнала.

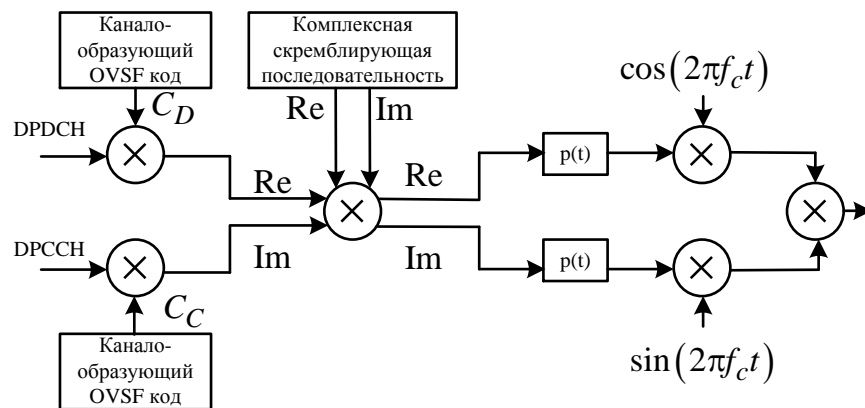


Рисунок 7.8 – Генерация сигналов DPDCH и DPCCH в восходящей линии

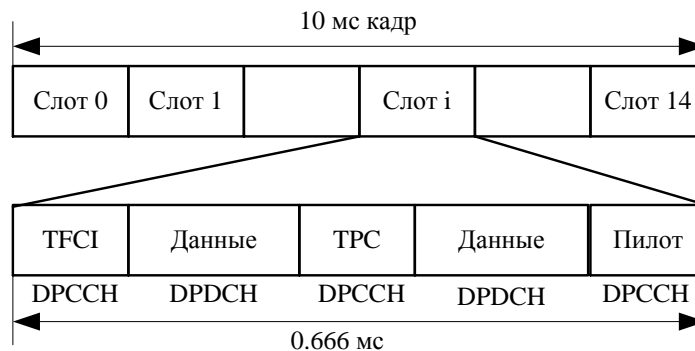


Рисунок 7.9 – Структура кадра при передаче выделенных каналов в нисходящем направлении

Этот сигнал скремблируется при помощи комплексной псевдослучайной последовательности длительностью 10 мс. Комплексная псевдослучайная последовательность создается из двух соответствующим образом сдвинутых укороченных последовательностей Голда [14], сгенерированных регистрами LFSR длиной 18 символов. Подвижная станция, которой требуется синхронизироваться с базовой станцией, должна синхронизироваться с этой скремблирующей последовательностью; следовательно, различных скремблирующих последовательностей может быть не более 512. Эти

последовательности разделены на 16 групп по 32 последовательности в каждой. Скремблирующие последовательности распределяются по сотам в ходе процесса планирования сети. На рис. 7.10 изображен процесс генерации WCDMA-сигнала, переносящего выделенные каналы в нисходящем направлении.

Заметим, что временной слот при передаче в нисходящем направлении также содержит пилот-сигнал, который обеспечивает когерентное детектирование данных подвижной станцией и позволяет использовать адаптивные антенны в нисходящем направлении.

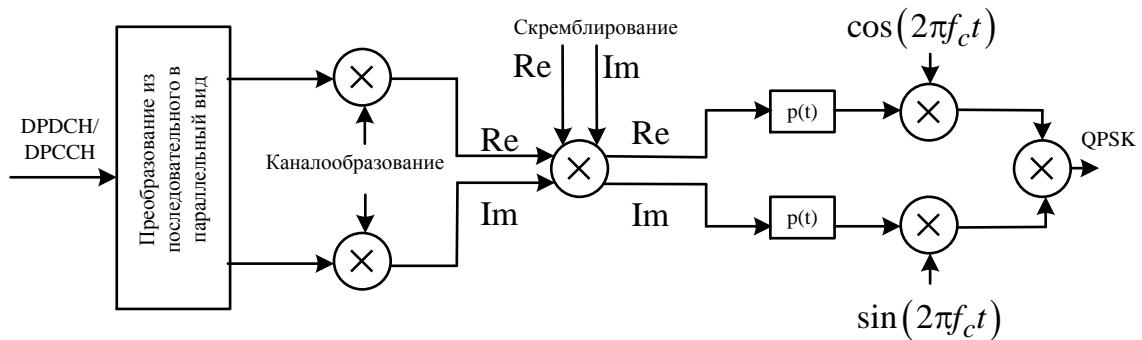


Рисунок 7.10 – Генерация WCDMA-сигналов в нисходящем направлении

Помимо выделенных каналов, в нисходящем направлении реализуются следующие физические каналы:

- *общий пилот-канал* (англ. *Common Pilot Channel - CPICH*);
- *канал синхронизации* (англ. *Synchronization Channel - SCH*);
- *первичный (вторичный) общий физический канал управления* (англ. *Primary (Secondary) Common Control Physical Channel —P-CCPCH (S-CCPCH)*);
- *канал индикации занятия* (англ. *Acquisition Indication Channel - AICH*);
- *канал индикации вызова* (англ. *Paging Indication Channel - P/CI/T*).

В восходящем направлении передаются *физический канал произвольного доступа* (англ. *Physical Random Access Channel - PRACH*) и *физический общий канал пакетных данных* (англ. *Physical Common Packet Channel-PCPCH*). Кратко рассмотрим перечисленные выше каналы.

Общий пилот-канал (CPICH) передается базовой станцией в каждой соте для оценки состояния радиоканала. Канал CPICH переносит широкополосный немодулированный сигнал с коэффициентом расширения 256, скремблированный кодом, характерным для данной соты. Он должен опознаваться во всей соте. Помимо оценки состояния радиоканала, канал CPICH используется в измерениях при хэндовере и выборе соты.

Канал синхронизации (SCH) используется подвижной станцией при выборе соты. Канал SCH состоит из двух подканалов - первичного и вторичного каналов синхронизации. В первичном SCH-канале во всех сотах используется 256-чиповая расширяющая последовательность. Во вторичном SCH передается последовательность из 15 последовательностей длиной 256 чипов (по одной последовательности в каждом слоте). Это позволяет произвести кадровую и слотовую синхронизацию, а также определить группу скремблирующих кодов, используемых в данной соте. Оба канала синхронизации передаются параллельно (при помощи различных последовательностей) в первых 256 битах каждого временного слота. Остальные 2304 бита слота используются для передачи главного общего физического канала управления (P-CCPCH).

Канал P-CCPCH переносит *транспортный вещательный канал* (англ. *Broadcast Channel-BCN*). Он передается непрерывно и должен приниматься всеми подвижными станциями, находящимися в соте. Поэтому коэффициент расширения канала P-CCPCH равен 256, и канал передается с высокой мощностью. В нем используется постоянный код каналообразования. Для обеспечения требуемого качества передачи данных применяется сверточный код с коэффициентом 12 и перемежением на протяжении двух кадров (20 мс).

Вторичный общий физический канал управления (S-CCPCH) используется для передачи следующих транспортных каналов: *канала прямого доступа* (англ. *Forward Access Channel - FACH*) и *канала вызова* (англ. *Paging Channel - PCH*). В каждой соте существует не менее одного канала S-CCPCH. При наличии в соте только одного канала S-CCPCH, он содержит оба транспортных канала. Если же каналов S-CCPCH более одного, то транспортные каналы могут передаваться по различным физическим каналам. Коэффициент расширения в канале S-CCPCH - постоянный и определяется максимальной установленной скоростью передачи данных. В канале S-CCPCH, как и в P-CCPCH, используется сверточный код с коэффициентом 1/2. В случае использования канала FACH для передачи данных может применяться сверточное кодирование с коэффициентом 1/3 или турбо-кодирование.

Физический канал произвольного доступа (англ. *Physical Random Access Channel - PRACH*) и *канал индикации занятия* (англ. *Acquisition Indication Channel - AICH*) связаны друг с другом и будут рассмотрены вместе.

Канал PRACH используется подвижной станцией для доступа к сети (он переносит транспортный канал RACH). В основе произвольного доступа лежит принцип синхронной метод доступа ALOHA. Два последовательных 10-мс кадра разделяются на 15 слотов произвольного доступа по 5120 чипов каждый. Вначале подвижная станция проводит

временную и кадровую синхронизацию с сотой. Затем она находит канал ВСН, для того чтобы определить в данной соте свободные слоты случайного доступа, скремблирующие коды и подписи, которые могут быть использованы в процедуре произвольного доступа. Кроме того, подвижная станция измеряет мощность принимаемого сигнала и на основании результатов этих измерений устанавливает мощность сигнала, для передачи заголовка (преамбулы) RACH в выбранном слоте произвольного доступа. Заголовок имеет длину 4096 чипов и содержит 256 повторов выбранной подписи (сигнатуры). Подвижная станция периодически посылает заголовок в доступных слотах произвольного доступа с постепенным увеличением мощности до тех пор, пока не получит преамбулу AICH. После завершения декодирования преамбулы AICH передается 10-мс или 20-мс сообщение RACH.

Аналогичная процедура выполняется при передаче данных по *физическому общему каналу пакетных данных* (англ. *Physical Common Packet Channel - PCPCH*). При помощи этого канала реализуется транспортный *общий канал пакетных данных* (англ. *Common Packet Channel - CPCH*). Подвижная станция периодически передает преамбулу длиной 4096 чипов с постепенным увеличением мощности до тех пор, пока не получит и не распознает преамбулу AICH. Затем она передает преамбулу CPCH CD (англ. *Collision Detection - обнаружение коллизий*) и после получения ответа от базовой станции в виде *канала индикации обнаружения коллизий* (англ. *Collision Detection Indication Channel - CDICH*) начинает передавать свой пакет. Сообщение длится $N \times 10$ мс, но не более оговоренной максимальной длительности. На рис. 7.11 изображен процесс отправки пакета по каналу PCPCH.

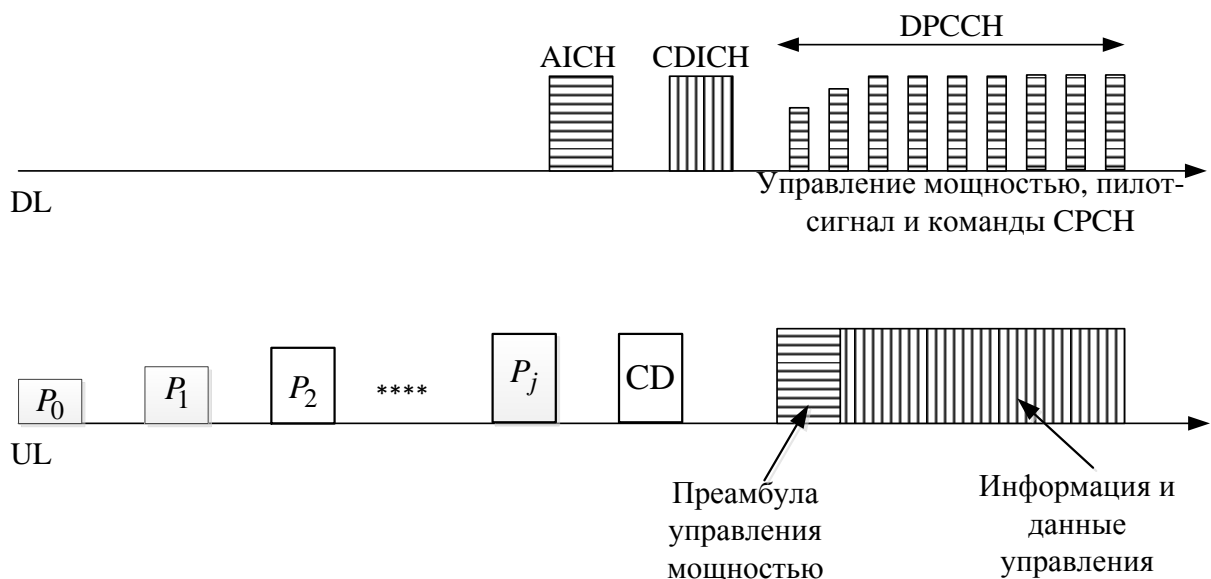


Рисунок 7.11 – Процедура доступа для канала CPCH

Одна из наиболее важных процедур в системе UTRA WCDMA - *поиск соты (cell search)*. После включения питания подвижная станция должна найти ближайшую базовую станцию. В системе UMTS базовые станции работают асинхронно и используют различные скремблирующие коды из набора 512 последовательностей по 10 мс. Для того чтобы упростить и ускорить поиск соты, вся процедура разбита на следующие этапы:

- подвижная станция ищет первичный канал синхронизации (англ. *Primary Synchronization Channel - PSCH*), который передается в виде 256-чиповой последовательности, общей для всех сот. Таким способом определяются начальные точки слотов. Поиск осуществляется с помощью фильтра, согласованного с известной последовательностью. Подвижная станция принимает сигналы канала PSCH от нескольких ближайших сот и выбирает наибольший локальный максимум сигнала на выходе согласованного фильтра, который соответствует ближайшей (сильнейшей) базовой станции;
- после детектирования начальных моментов слотов подвижная станция пытается синхронизировать кадр и определить группу кодов, используемых во вторичном канале синхронизации. Синхронизация осуществляется путем корреляционной обработки принятого сигнала (момент начала корреляции был установлен на предыдущем этапе) с 64 возможными словами кодовой синхронизации, используемыми во вторичном канале SCH. Для того чтобы найти интервал №0, необходимо проверить все 15 интервалов, т.е. добиться кадровой синхронизации. Кодовое слово вторичного канала синхронизации определяет конкретную группу кодов, к которой принадлежит скремблирующий код данной соты;
- на третьем этапе определяется скремблирующий код, используемый в данной соте. С этой целью подвижная станция вычисляет корреляцию принятого сигнала со всеми возможными скремблирующими сигналами, принадлежащими к той же группе. После определения скремблирующей последовательности подвижная станция может читать первичный общий канал управления, который содержит системные параметры, передаваемые по вещательному каналу (BCH).

После регистрации в сети подвижная станция приписывается к определенной группе вызова. Она периодически сканирует канал индикации вызова (PICH) в поисках своего индикатора вызова, который означает, что во вторичном общем физическом канале управления содержится сообщение для подвижной станции, принадлежащей данной группе вызова. Если подвижная станция обнаруживает индикатор вызова, соответствующий ее группе вызова, то она считывает PCH-кадр, содержащийся в канале

S-ССРСН, для того чтобы выяснить, нет ли для нее пейджингового сообщения. По каналу РСН данные передаются с постоянной скоростью и коэффициентом расширения спектра $SF = 256$. Из 300 битов, передаваемых в рамках 10-мс кадра, 288 битов отводятся под индикаторы вызова. Всего может быть передано 18, 36, 72 или 144 различных индикаторов вызова, которые представляются последовательностями единиц (если вызов присутствует) или нулей.

Как известно, регулировка мощности оказывает существенное влияние на суммарную емкость CDMA-системы. В системе WCDMA FDD используются режимы открытой и закрытой петли управления мощностью. Открытая петля управления мощностью используется при передаче каналов RACH и CPCH так, как это описано выше. Точность регулировки с открытой петлей не очень высока, в основном из-за внутренних погрешностей, вносимых подвижной станцией, и вследствие того, что частотный диапазон измеряемого сигнала отличается от диапазона регулируемого сигнала.

Закрытая петля управления мощностью выполняется в каждом временном слоте, т.е. 15000 раз/с. Как мы помним, в восходящем выделенном физическом канале управления (DPCCH) поле регулировки излучаемой мощности (TPC) расположено в каждом слоте. Это поле определяет изменение мощности сигнала на величину, кратную 1 дБ. В случае мягкого хэндовера, когда подвижная станция приписана к двум соседним базовым станциям, обе базовые станции отправляют ей команды по регулировке излучаемой мощности. В подвижной станции эти команды соответствующим образом взвешиваются, после чего принимается окончательное решение относительно изменения излучаемой мощности.

Следующая процедура, необходимая для бесперебойной работы сотовой системы, - это передача соединения - хэндовер (*handover*). В системе WCDMA существует несколько типов хэндовера:

- мягкий хэндовер, сверхмягкий (*softer*) и жесткий хэндовер;
- межчастотный хэндовер;
- хэндовер между режимами FDD и TDD;
- хэндовер между WCDMA и GSM.

В обычной ситуации выполняется мягкая передача соединения, потому что соты, как правило, работают на одной и той же несущей частоте. Подвижная станция измеряет уровень общего пилот-канала (CPICH) и относительный временной сдвиг между сотами. Начиная процедуру хэндовера, подвижная станция принимает сигналы от всех базовых станций, участвующих в соединении. Это возможно благодаря применению Rake-

приемника, каналы которого синхронизованы со скремблирующими и расширяющими последовательностями, используемыми в текущей соте и в соте, в которую, возможно, перейдет соединение. Сигналы подвижной станции принимаются базовыми станциями, участвующими в процедуре передачи соединения, и суммируются с соответствующими весовыми коэффициентами, чтобы создать *макроразнесение*. Во время соединения подвижная станция при помощи алгоритма поиска сот ищет новые базовые станции из списка, считываемого из канала BCH. Если базовая станция считается кандидатом на передачу соединения, то подвижная станция передает этой базовой станции запрос на синхронизацию выделенных физических каналов данных и управления (DPDCH и DPSSCH) с ее главным общим физическим каналом управления (SSPCH). Таким образом могут быть минимизированы сдвиги кадровой синхронизации сигналов, посылаемых различными базовыми станциями, для того чтобы подвижная станция могла принимать также сигналы от новой базовой станции.

Кроме мягкой передачи соединения в WCDMA, существует так называемая *сверхмягкая* передача. В этом состоянии подвижная станция соединена с двумя соседними сотовыми секторами, обслуживаемыми одной базовой станцией, т.е. сигналы, принимаемые в обоих секторах, уже соответствующим образом суммированы в базовой станции.

Основной причиной *межчастотного хэндовера* является переход подвижной станции между двумя сотами разных уровней структуры сотовой иерархии, т.е. пико-, микро- или макросотами. В этом случае подвижная станция сталкивается с необходимостью проводить измерения уровня сигнала на частоте, отличающейся от используемой в текущий момент. Существует два возможных решения этой проблемы. Если подвижная станция может применить пространственное разнесение, то она использует *сдвоенный приемник* (англ. *dual receiver*). Один приемник принимает сигнал текущего канала, а другой измеряет уровень сигнала на новой несущей частоте. Для компенсации потерь усиления, вызванных отсутствием разнесенного приема, сигнал текущего канала должен передаваться базовой станцией с повышенной мощностью. Это реализуется благодаря применению режима закрытой петли управления мощностью.

Второе решение проблемы, связанной с измерениями уровня сигнала при межчастотном хэндовере, заключается в использовании *режима* (англ. *compressed mode*), применяемого в тех случаях, когда подвижная станция не оборудована двумя приемниками. Базовая станция, которая обычно передает свои кадры 10-мс интервалами, переходит на передачу содержимого кадров за более короткие промежутки времени – 5

мс. При этом остаток времени кадра используется подвижной станцией для проведения измерений на других частотах. Сокращение времени передачи кадра реализуется выполнением в кодере операции перфорирования кодов (англ. *puncturing*) и изменения скорости FEC-кодирования. Мощность сигнала должна быть повышена для компенсации вызванных примененными мерами потерь мощности сигнала. Принцип работы в режиме уплотнения изображен на рис. 7.12.

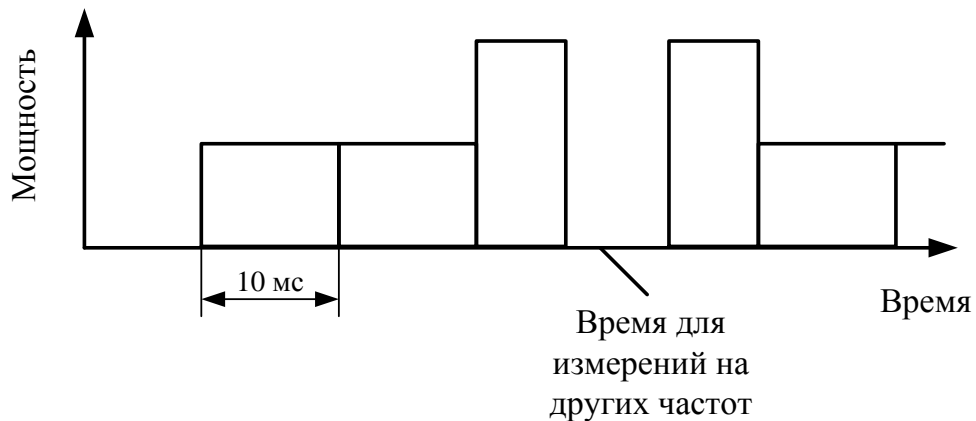


Рисунок 7.12 – Принцип работы в режиме уплотнения

Хэндовер между режимами FDD и TDD возможен в случае, когда подвижная станция может работать в обоих режимах. Подвижная станция измеряет уровень сигнала в TDD-сотах, используя общие физические каналы управления, которые дважды за время 10-мс кадра генерируются базовыми станциями TDD. Аналогичная ситуация имеет место, когда подвижная станция может работать в режимах GSM и UTRA. Такой случай называют *межсистемным хэндовером*. В периоды измерений подвижная станция пытается найти канал подстройки частоты GSM, за которым следует канал синхронизации.

Рассмотрим режим UTRA TDD. Основные параметры этого режима приведены в табл. 7.3. Заметим, что многие параметры режимов FDD и TDD совпадают, что приводит к большому сходству обоих режимов передачи и упрощению подвижных станций. Напомним, что часть спектра, выделенного системе UMTS, представлена в виде непарных диапазонов. В этих диапазонах работа в режиме FDD исключена, поэтому применяется режим TDD. Дуплексная передача данных с временным разделением позволяет асимметрично распределить время между двумя направлениями передачи данных. Это разделение может динамически подстраиваться под текущий вид трафика. Легко может быть реализованы передача с различными скоростями. Еще одно интересное свойство

передачи данных в режиме TDD - обратимость каналов (англ. *channel reciprocity*). Поскольку для передачи данных в обоих направлениях используется один и тот же участок спектра, то измерения, проводимые при передаче данных в одном направлении, могут быть применимы и для обратного направления, если характеристики канала не являются быстро изменяемыми во времени.

На рис. 7.13 изображен формат кадра в режиме UTRA TDD. Он длится 10 мс и так же, как в режиме FDD, разделен на 15 временных слотов. Физический канал задается несущей частотой, временным слотом кадра и используемым расширяющим кодом. Несколько разных скоростей передачи данных могут быть получены путем выделения соединению соответствующего количества физических каналов. Эти примеры также приведены на рис. 7.13.

Расширяющие ПСП, используемые в одном и том же слоте, взаимно ортогональны. Они выбираются из семейства кодов OVVSF. Отдельные каналы синхронизованы друг с другом. Кадр, состоящий из 15 слотов, поделен между двумя направлениями передачи. Возможно несколько вариантов. Выделение слотов может быть симметричным с многократным переключением между восходящими и нисходящими каналами передачи в рамках одного кадра. Распределение также может быть асимметричным с многократным переключением или симметричным/асимметричным с одним изменением направления передачи данных в кадре. Главное, чтобы в 15-слотовом кадре хотя бы один слот был выделен для нисходящего канала, и хотя бы один – для восходящего.

Транспортные и физические каналы, используемые в режиме UTRA TDD, аналогичны каналам в режиме FDD. Отображение транспортных каналов на физические иллюстрируется на рис. 7.14.

Длительность каждого временного слота соответствует времени передачи 2560 чипов. Физические каналы передаются в виде пакетов. В сущности, есть три основных типа пакетов, различающихся по внутренней структуре и длине защитных интервалов.

Пакет данных типа I используется для передачи данных в восходящем направлении. Применение обучающей последовательности большой длины позволяет оценить до 16 импульсных откликов канала.

Пакет данных типа II в основном используется для передачи данных в нисходящем направлении, но может использоваться и в восходящем направлении, если каждый временной слот занимают четыре и менее пользователей.

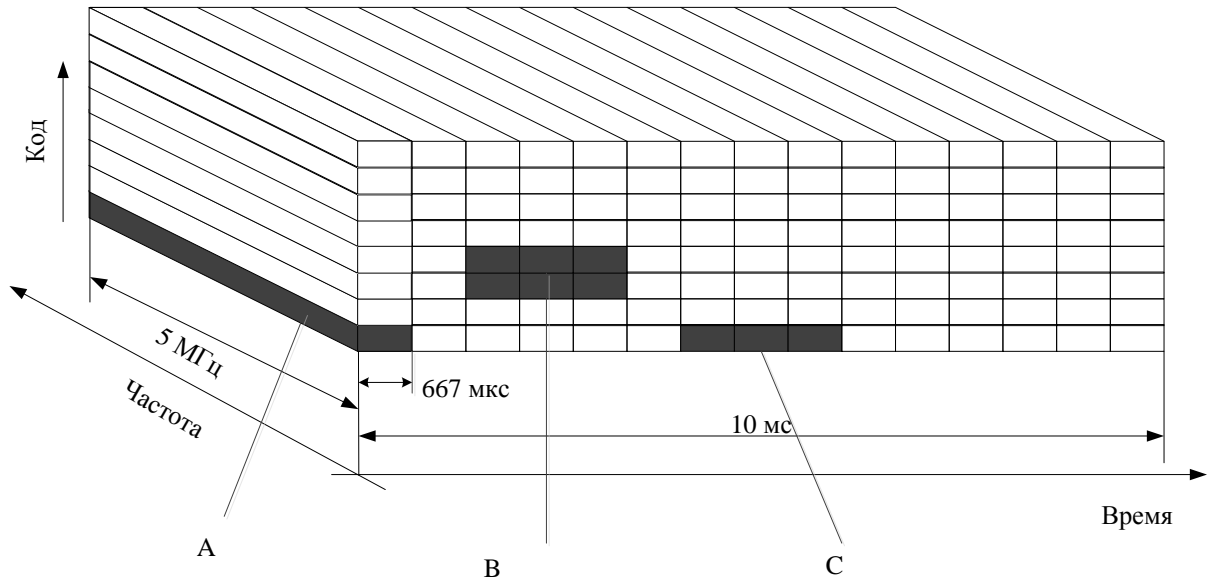


Рисунок 7.13 Пример выделения ресурсов соединениям с различными скоростями передачи данных

A – одинарный канал (один временный слот и одна расширяющая кодовая последовательность); *B* – соединение, использующее три временных слота и две расширяющие кодовые последовательности; *C* – три слота и одна кодовая последовательность

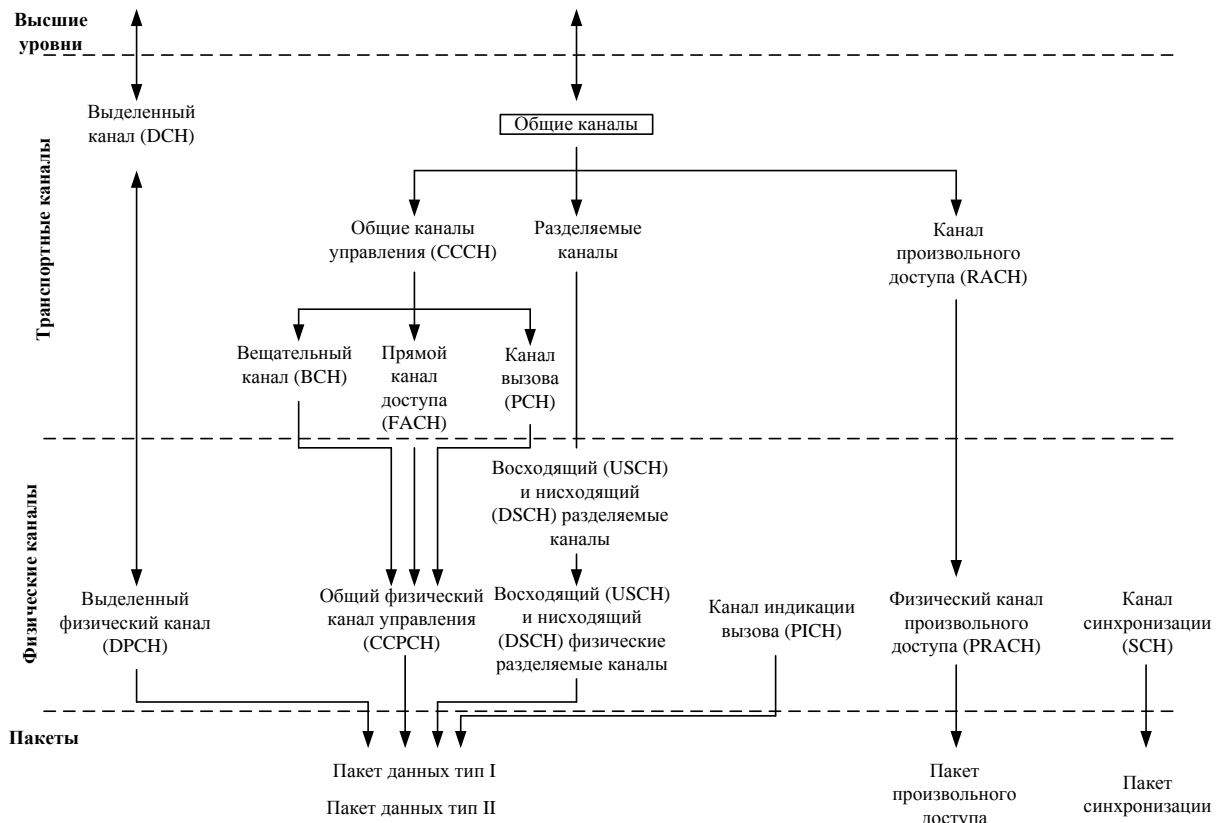


Рисунок 7.14 Отображение транспортных каналов TDD на физические

Обучающие последовательности пакета, используемые в одной и той же соте, представляют собой циклически сдвинутые версии одной и той же базовой кодовой ПСП. В разных сотах используются различные кодовые последовательности.

Передаваемые данные подлежат расширению в полях данных. Так же, как и в режиме UTRA FDD, оно производится в два этапа с использованием кода каналообразования и комплексного скремблирующего кода. В выделенных физических каналах в нисходящем направлении коэффициент расширения спектра составляет $SF = 16$. Как мы уже отмечали, высокоскоростному соединению может быть выделено несколько физических каналов, использующих различные каналообразующие коды. В случае, если в нисходящем физическом канале используется один код, то коэффициент расширения может быть равен 1. Коэффициент расширения для выделенных физических каналов в восходящем направлении принимает значения от 1 до 16.

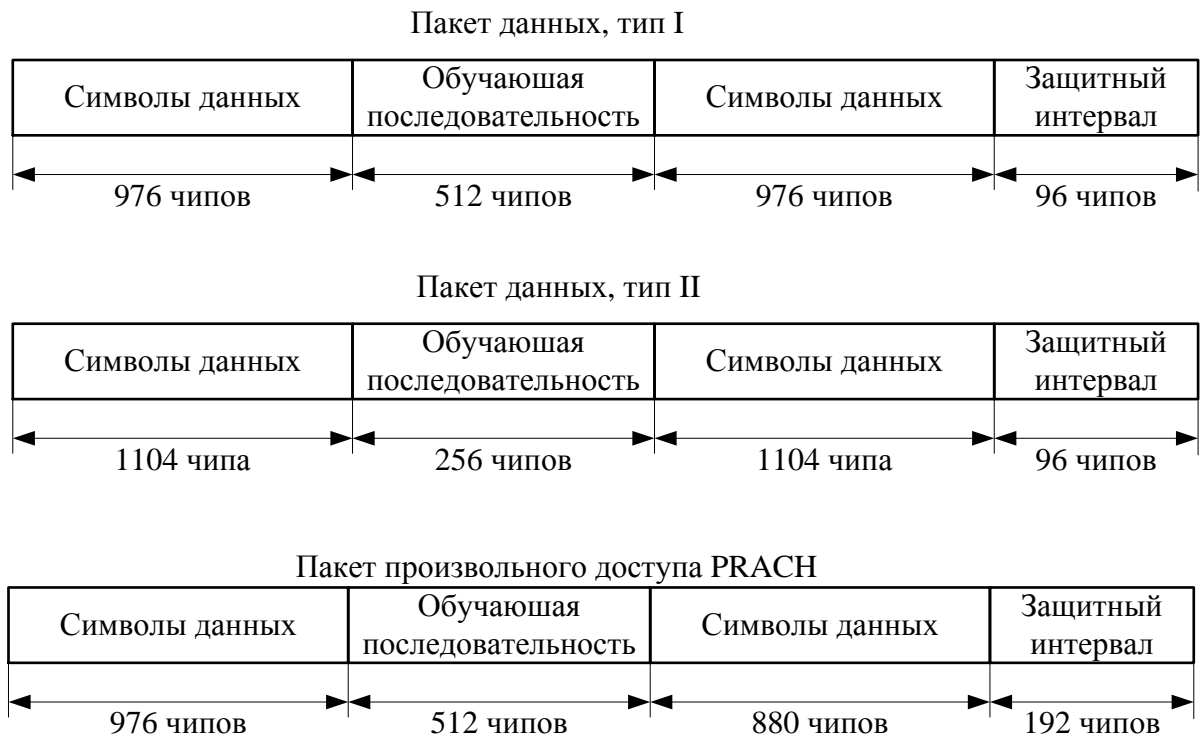


Рисунок 7.15. Пакеты данных и произвольного доступа в режиме TDD

Одна подвижная станция для увеличения скорости передачи данных может задействовать не более двух физических каналов на один слот. Простые вычисления для пакетов типа II показывают, передача с коэффициентом $SF = 16$, с одним кодом и одним временным слотом дает в результате скорость передачи данных, равную 13,8 кбит/с. Использование 16 кодов и 13 временных слотов приведет к увеличению скорости

передачи данных до 2,87 Мбит/с. Аналогичный результат может быть получен, если вместо 16 кодов с $SF = 16$ использовать один код с $SF = 1$.

Как и в режиме FDD, в режиме UTRA TDD используются *первичный* и *вторичный общие физические каналы управления* (P-CCPCH и S-CCPCH). Канал P-CCPCH переносит транспортный канал VCH. Для этого используются пакеты типа I с фиксированным расширением и $SF = 16$. Канал S-CCPCH переносит канал PCH и канал FACH. При этом могут применяться пакеты обоих типов, однако коэффициент расширения остается фиксированным и равным 16.

Расположение канала P-CCPCH в кадре, т.е. номер временного слота и используемый код расширения, указывается в сообщении, передаваемом по каналу синхронизации (SCH). Пакет синхронизации приведен на рис. 7.16. В кадре могут быть размещены один или два синхропакета. В первом случае пакет синхронизации передается в том же временном слоте кадра, что и канал P-CCPCH. Для этого может быть выбран слот. Если передается два пакета синхронизации, то канал синхронизации (SCH) размещается в k -х ($k = 0, 1, \dots, 6$) и $(k + 8)$ -х временных слотах кадра, а канал P-CCPCH располагается в k -м слоте. На рис. 7.16 изображен второй случай при $k = 0$. Канал SCH содержит первичную последовательность и три вторичных, каждая длиной по 256 чипов. Последовательности начинаются с определенным временным сдвигом, выбираемым из 32 возможных значений. Это позволяет избежать эффекта перехвата (*capturing*), который имел бы место в случае взаимной синхронизации базовых станций.

Подвижная станция посылает запрос на доступ к каналу с использованием *физического канала произвольного доступа* (PRACH). Запрос передается в виде пакета произвольного доступа, изображенного на рис. 7.15. Заметим, что в этом пакете используется более длинный защитный интервал. Это позволяет системе нормально функционировать при разнице во времени распространения сигнала, обусловленной длиной пути порядка 7,5 км. Стандартный защитный интервал, используемый в пакетах с данными, соответствует времени передачи 96 чипов, что допускает разницу во времени распространения до 25 мкс. Это, в свою очередь, определяет радиус соты – 3,75 км без применения процедуры ускоренной отправки пакетов (англ. *timing advance*).

Подвижная станция может быть вызвана при помощи сообщения, передаваемого по вторичному каналу CCPCH, однако вначале должен быть задействован канал индикации вызова PICH, который реализуется путем замещения канала S-CCPCH и переносит индикаторы вызова соответствующих групп подвижных станций. Механизм вызова

подвижной станции в основном аналогичен описанному выше механизму вызова в режиме UTRA FDD и не нуждается в описании.

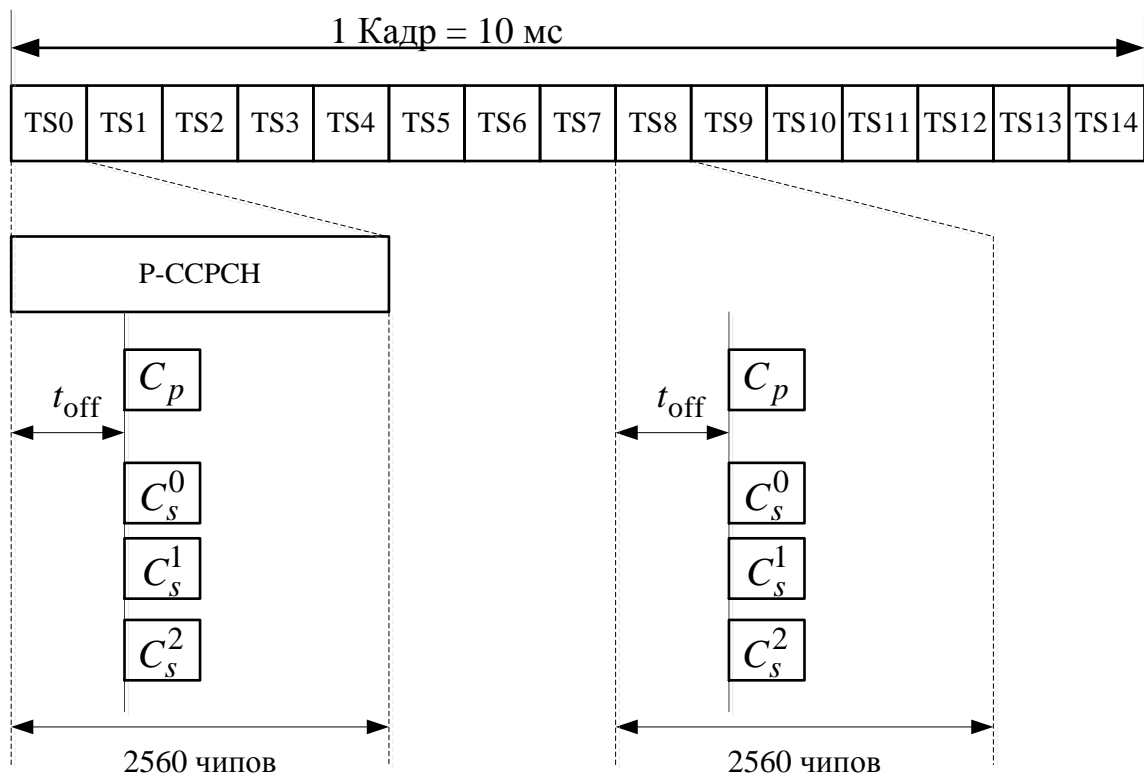


Рисунок 7.16. Размещение канала SCH в кадре системы, работающей в режиме TDD при $k = 0$ и двух пакетах SCH

Физические восходящий и нисходящий разделяемые каналы (англ. *Physical Uplink (Downlink) Shared Channel - PUSCH (PDSCH)*) используются для установления и передачи параметров, специфичных для данного абонента, таких, как управление мощностью, временные сдвиги при отправке пакетов и установки направленной антенны.

Применение режима TDD определяет необходимость выполнения жесткого хэндовера. Сеть направляет подвижной станции список соседних базовых станций, мощность сигналов которых следует измерить. Подвижная станция проводит измерения в свободных временных слотах. В режиме UTRA TDD существуют те же типы хэндовера, что и в UTRA FDD: TDD-TDD, TDD-FDD, WCDMA- TDD-GSM.

На стадии проектирования системы UTRA TDD необходимо принять во внимание несколько различных видов помех. Их детальный анализ позволяет сделать следующие выводы:

- базовые TDD-станции одного оператора должны обеспечивать сохранение синхронизации кадров; также желательна кадровая синхронизация базовых станций разных операторов;

- распределение асимметричного восходящего и нисходящего трафика в соте не совсем свободно - на практике существует возможность сильной интерференции между направлениями передачи;
- **динамическое выделение каналов** (англ. *Dynamic Channel Allocation - DCA*) - является мощным инструментом, дающим возможность избежать помех в TDD-диапазоне. Другой возможностью является межчастотный или межсистемный хэндовер;
- особое внимание должно быть уделено потенциальному взаимовлиянию FDD- и TDD-систем, особенно использующим нижний диапазон TDD и верхний диапазон восходящего FDD.

Помеховое влияние пользователей друг на друга предполагает применение усложненных структур приемников в базовой и подвижной станциях. В базовых станциях могут использоваться приемники с совместным детектированием сигнала (см. раздел 10). Это реально возможное решение, учитывая, что количество пользователей, одновременно передающих данные в одном временном слоте, относительно невелико, и вычислительная сложность таких приемников будет приемлемой, особенно при внедрении субоптимальных решений. В подвижных станциях можно использовать однопользовательские приемники с адаптивной компенсацией межсимвольных помех и подавлением помех многостанционного доступа (англ. *Multiple Access Interference - MAI*).

Метод TDMA, применяемый в режиме UTRA TDD приводит к серьезным последствиям для сотового покрытия, поскольку прерывистый характер этой передачи способствует уменьшению мощности. Для того чтобы обеспечить покрытие той же области, что в режиме FDD, понадобится больше станций, работающих в режиме TDD. Поэтому система UMTS в режиме TDD остается дополнением к системе, работающей в режиме FDD, особенно для передачи данных и установления асимметричных соединений.

8. DVB стандарт.

DVB, принятый в Европе, - это набор спецификаций, охватывающий кабельное DVB-C (cable), спутниковое DVB-S (satellite) и наземное DVB-T (terrestrial) вещание. Наиболее сложный алгоритм — в DVB-T, поскольку условия работы и требования к передаче при наземном вещании наиболее жесткие. Очень кратко остановимся на наиболее примечательных особенностях DVB [21].

Предварительная обработка пакетов в DVB в принципе аналогична 8-VSB. Хотя механизмы реализации функций различны. На вход кодера поступают транспортные

пакеты MPEG-2 по 188 байт (1 синхробайт (всегда 47_{16}) + 187 байт данных) (рис. 8.1). Прежде всего, они рандомизируются посредством сложения по модулю 2 с двоичной псевдослучайной последовательностью (генератор — 15-разрядный сдвиговый регистр). Генератор инициализируется через каждые восемь пакетов одним и тем же числом ($4B80_{16}$). Синхробайты не рандомизируют, каждый восьмой синхробайт инвертируют.

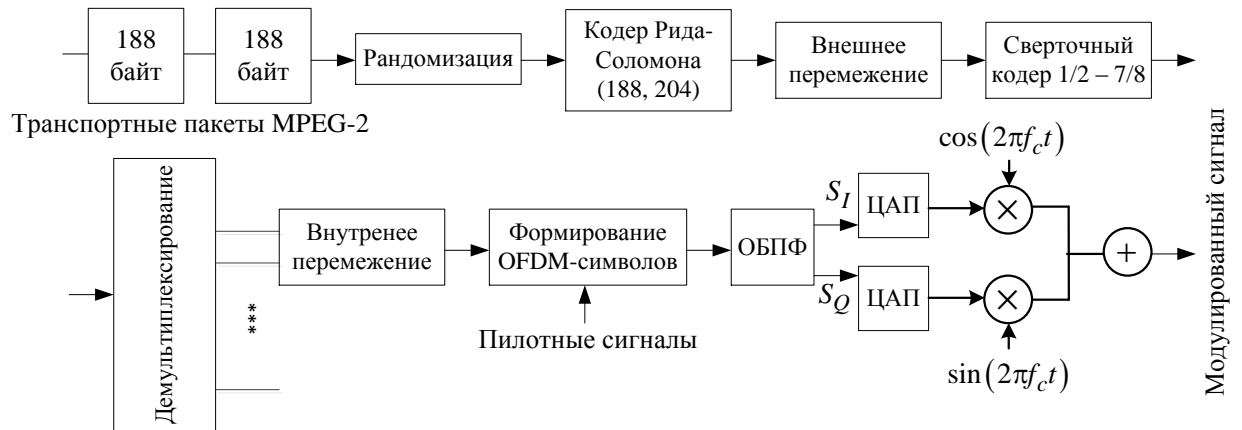


Рисунок 8.1 – Формирование сигнала в системе DVB-T [21]

После рандомизации пакеты защищают кодом Рида Соломона, в результате чего к 188 байт добавляются 16 проверочных – возможно исправление до восьми ошибочных байт на кодированный 204-байтный пакет. Затем байты перемешиваются внутри кодированных пакетов, причем так, что синхробайты остаются на своих местах, — это внешнее перемежение. Затем следует внутреннее сверточное кодирование. Его реализует сдвиговый регистр из шести триггеров, превращающий каждый входной бит в два выходных (скорость кодера 1/2). В DVB можно выбирать скорость сверточного кодирования (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8). Используя не оба элемента выходных пар, а лишь один. До сих пор функционально все было аналогично системе 8-VSB. Дальше начинаются принципиальные различия, связанные с модуляцией радиосигнала.

В стандарте использована модуляция COFDM (Coded Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) — вариант мультиплексирования посредством ортогональных несущих (OFDM) с предварительным кодированием сигнала. Модуляция OFDM подразумевает, что весь диапазон канала вещания разбит на множество ортогональных поднесущих. Ортогональность означает, что усредненное по времени произведение двух несущих равно нулю. Частоты поднесущих задаются как $f_n(t) = \cos 2\pi(f_0 + n/\tau)t$, где f_0 - нижняя частота диапазона; n - номер поднесущей ($n = 0 \dots N - 1$; N — число поднесущих); τ — временной интервал передачи одного символа. Поток данных разбивается на N субпоточков, несущая каждого из которых модулируется с гораздо меньшей скоростью. Разнос несущих по частоте равен $1/\tau$.

Поскольку в отдельном субканале скорость передачи невелика, перед каждым символом можно ввести защитный интервал временной отрезок до $0.25 \cdot \tau$, в течение которого транслируется фрагмент уже переданного символа (для сохранения ортогональности несущих). Основное назначение защитных интервалов — борьба с межсимвольными помехами, вызванными в том числе и переотражениями сигналов. Действительно, поскольку скорость символов мала, переотраженный сигнал в приемнике «накладывается» на прямо распространяющийся сигнал в интервале одного символа, а не следующего, попадая в защитный интервал.

Независимая (ортогональная) многочастотная передача с защитными интервалами позволяет успешно противостоять как мощным узкополосным помехам, так и переотраженным сигналам, причем методами цифровой обработки. В системе передачи с одной несущей VSB основное средство борьбы с аддитивными помехами — эквалайзер, однако при полном подавлении несущей сигнал восстановить уже невозможно. При многочастотной передаче «пропадут» только сигналы, попавшие в полосу помехи. Поскольку сигнал кодирован, информацию можно восстановить по данным из других субканалов.

В DVB в одном канале (при принятой в Европе ширине ТВ-канала 8 МГц) может быть до 8 тыс. несущих (учитывая требования алгоритмов обработки, $8 \times 1024 = 8192$ или 8К). Реально задействовано 1705 (режим 2К COFDM) или 6817 (режим 8К) несущих. Каждая несущая модулируется посредством 4-позиционной квадратурной фазовой манипуляции (QPSK) или 16- и 64-позиционной квадратурной амплитудной модуляции (16- и 64-QAM). Соответственно на каждой несущей один модуляционный символ определяет от 2 до 6 бит.

Напомним, что при квадратурной модуляции выходной сигнал формируется сложением двух смещенных друг относительно друга на 90° гармонических колебаний на одной частоте f синфазного $S_I(t) = A_s \cos(\omega t)$ и квадратурного $S_Q(t) = -A_Q \sin(\omega t)$ ($\omega = 2\pi f$). Их сумма - исходное колебание с фазовым сдвигом на угол $\varphi = \arctg(A_Q/A_s)$:

$$A_s \cos(\omega t) - A_Q \sin(\omega t) = A \cos(\omega t + \varphi); \quad A = \sqrt{A_s^2 + A_Q^2}$$

В соответствии с числом уровней модуляции исходный поток данных разбивается на n субпотокков — по числу битов в модуляционном символе. Для QPSK таких субпотокков два, для 16-QAM — четыре. Демультимплексирование происходит побитно — скажем, при модуляции 64-QAM ($n = 6$) первый бит попадает в первый субпоток, шестой в шестой, седьмой — снова в первый и т. д. В DVB в каждом субпотокке биты переставляются по

определенному правилу (своему для каждого субпотока) в пределах блока в 126 бит — внутреннее перемежение. Параллельные выходы устройств перемежения формируют модуляционный символ: 2-, 4- или 6-разрядный. На одной несущей OFDM передается один символ, поэтому в режиме 8К одновременно транслируется 48 групп по 126 символов — всего $48 \times 126 = 6048$ информационных несущих (или 12 групп по 126 символов на 1512 несущих в режиме 2К). Одновременно передаваемые QAM-символы входят в OFDM-символ. Они распределяются по субканалам OFDM не последовательно, а опять-таки перемеживаются по определенному закону. Поэтому, если OFDM-символ пропадает, его данные можно восстановить, поскольку биты одного кодированного пакета оказываются распределенными по многим OFDM-символам.

Очевидно, что реализовать метод передачи OFDM «в лоб», т.е. использовать несколько тысяч генераторов модулированных поднесущих, весьма проблематично. А на приемной стороне это и вовсе неразрешимая задача. Однако современные методы цифровой обработки сигнала позволяют существенно упростить ее решение, используя отработанные алгоритмы прямого и обратного быстрого преобразования Фурье (БПФ и ОБПФ). Как это происходит?

Рассмотрим для примера векторную диаграмму модуляции 16-QAM, принцип которой был подробно рассмотрен в разделе 2.1 и на рисунке 2.2. Каждая точка на ней соответствует четырем битам символа и определяет амплитуды синфазного (абсцисса) и квадратурного (ордината) колебания. Складываясь, эти колебания задают соответствующий символу сигнал. Если применять математический аппарат комплексных чисел, ось квадратурных амплитуд будет соответствовать оси мнимых чисел (Im). Ось синфазных амплитуд - оси действительных чисел (Re). Тогда любой символ можно представить как комплексное число $z = A_s + iA_Q$ или, по формуле Эйлера, $z = Ae^{i\varphi}$. В DVB используют не сами z , а их значения, нормированные на среднюю амплитуду суммарного колебания при выбранном виде модуляции. Это необходимо для усреднения амплитуд сигналов при различных режимах модуляции (очевидно, что при QPSK нормирующий множитель $c = 1/\sqrt{2}$, тогда как при 16-QAM $c = 1/\sqrt{10}$).

Запишем в комплексном виде модулированный символом $C_k(t)$ сигнал на k -й несущей (без ее переноса в диапазон вещания): $S_k(t) = C_k(t)e^{i2\pi kt/\tau}$. Учитывая, что сигнал изменяется дискретно, т.е. $t = nT$, где T — длительность дискретного интервала; n — номер отсчета, получим $S_k(nT) = C_k(nT)e^{i2\pi knT/\tau}$. Тогда общий сигнал OFDM-символа

$$S_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) e^{i2\pi knT/\tau}. \quad (8.1)$$

Математически это аналогично вычислению дискретных значений функции по дискретным значениям амплитуд (C_k) ее гармонических составляющих (с частотами k/τ). Данную процедуру описывает ОПФ:

$$X_n = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{i2\pi kn/N}, \quad (8.2)$$

где N — число гармонических составляющих, в нашем случае число несущих. Если длительность интервала дискретизации T выразить как τ/N , выражение (8.1) станет аналогичным ОПФ (8.2). Алгоритмы БПФ, как прямого, так и обратного, достаточно хорошо проработаны, в том числе и с точки зрения их аппаратной реализации. Они наиболее эффективны при N вида 2^m . Поэтому в 8K-COFDM число несущих условно принято равным $2^{13} = 8192$ — просто не все из них используются. Величина $1/T = N/\tau$ — это так называемая системная тактовая частота, для полосы канала в 8 МГц она равна 64/7 МГц. При переходе к другому частотному плану, например с полосой ТВ-канала 7 или 6 МГц, достаточно изменить системную тактовую частоту, сохраняя неизменной всю структуру обработки сигнала (а вместе с ней — основные функциональные устройства). Отметим, что системная тактовая частота одинакова в режимах 2К и 8К, т.е. от числа несущих скорость передачи напрямую не зависит, изменяется только надежность.

Таким образом, посредством ОБПФ из входного массива модуляционных символов численно формируется выходной OFDM-символ. Временной интервал его передачи складывается из собственно времени передачи символа τ и защитного интервала длительностью до $\tau/4$, в течение которого «повторно» передается часть **символа** (заключено в кавычки, поскольку защитный интервал следует перед информационным). Отметим, что кроме 6048 (в режиме 8К) информационных субканалов он включает еще пилотные сигналы, а также сведения о параметрах передачи всего 6817 модулированных несущих. Пилотные сигналы - это фиксированные псевдослучайные последовательности с точно известными значениями фаз и амплитуд сигналов. Одна часть пилотных сигналов — непрерывные — передается на фиксированных несущих в каждом OFDM-символе. другая — распределенные — случайным образом (но равномерно) в произвольные моменты времени распределяется по спектральному диапазону передачи. Назначение пилотных сигналов - синхронизация и оценка параметров канала передачи.

Синтезировать OFDM-символы недостаточно, необходимо еще сформировать радиосигнал в заданной частотной области (с нижней частотой f_0). Перенос символа в необходимый диапазон - это его смещение на частоту f_0 , что в комплексной форме эквивалентно умножению на комплексное (в виде квадратурных слагаемых) представление несущей f_0 . При этом амплитуды перемножаются, а аргументы складываются. Выделяя действительную (синфазную) и мнимую (квадратурную) составляющие $S(n)$ и умножая их соответственно на $\cos(2\pi f_0 t)$ и $-\sin(2\pi f_0 t)$, после суммирования получим полный сигнал одного OFDM-символа.

Описанные механизмы позволяют очень гибко выбирать необходимый режим вещания, а также совмещать два потока пакетов MPEG-2 — с высокой и низкой скоростью. Возможную скорость определяют вид модуляции, скорость сверточного кодирования (R), величина защитного интервала T_3 ($\tau/4$, $\tau/8$, $\tau/16$, $\tau/32$). Учитывая, что при 8K-OFDM $\tau=896$ мкс, скорость изменяется в пределах от 4,98 Мбит/с (QPSK, $R = 1/2$, $T_3 = \tau/4$) до 31,67 Мбит/с (64-QAM, $R = 7/8$, $T_3 = \tau/32$).

Мы чрезвычайно схематично рассмотрели принцип передачи сигнала в DVB-T. Однако сигнал надо еще принять, демультимплексировать и декодировать, что сложнее, чем синтезировать его в передатчике. Для этого дополнительно к алгоритмам передатчика применяют корреляционные детекторы, декодеры с алгоритмом Витерби и т. д. Причем приемное устройство должно быть компактным и недорогим. Транспортные пакеты MPEG-2 или MPEG-4 также надо декодировать и сформировать ТВ-сигнал цифровой или аналоговый, в зависимости от типа телевизора. Поэтому ЦТВ-приемник — это достаточно сложный программно-аппаратный комплекс, и только технологические достижения последних лет позволяют делать его недорогим при массовом выпуске.

В таблице 8.1 приведены основные эксплуатационные параметры DVB-T [21]:

Таблица 8.1 - Основные эксплуатационные параметры DVB-T.

Параметр	Значение параметра	
	$8k$	$2k$
Число несущих в символе OFDM	6817	1705
Число несущих полезных данных в символе OFDM	6048	1512
Число рассредоточенных пилот-сигналов в кадре OFDM	524	131
Число непрерывно повторяющихся пилот-	177	45

сигналов в кадре OFDM									
Число несущих сигнализации о параметрах передачи в кадре OFDM	68				17				
Длительность полезной части символа OFDM, мкс	896				224				
Разнос соседних несущих, Гц	1116				4464				
Разнос между крайними несущими в символе OFDM, МГц	7,608258				7,611607				
Частота следования символов данных, МГц	6,75				6,75				
Ширина полосы частот канала, МГц	6, 7 и 8				6, 7 и 8				
Число битов на символ	2,4,6				2,4,6				
Кодирование кода Рида-Соломона	T=8 (204, 188)				T=8 (204, 188)				
Длительность псевдослучайной последовательности, байт	1503				1503				
Скорость передачи полезных данных, Мбит/с	4,98...31,67				4,98...31,67				
Скорость внутреннего кода	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8				1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8				
Модуляция несущих	QPSK, 16QAM, 64QAM				QPSK, 16QAM, 64QAM				
Относительный защитный интервал T_G/T_U	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32	
Длительность полезной части символа T_U , мкс	896				224				
Длительность защитного интервала T_G , мкс	224	112	56	28	56	28	14	7	
Длительность символа $T_S = T_G + T_U$, мкс	1120	1008	952	924	280	252	238	231	
Максимальный разнос между передатчиками в одночастотной сети (SFN), км	67,2	33,6	16,8	8,4	16,8	8,4	4,2	2,1	

9. Радиорелейные системы связи

9.1. Общие принципы построения РРЛ

Радиорелейная связь – один из видов радиосвязи, образованной цепочкой приёмо-передающих (ретрансляционных радиостанций). Наземная радиорелейная связь

осуществляется обычно на деци- и сантиметровых волнах (от сотен мегагерц до десятков гигагерц).

По назначению радиорелейные системы связи делятся на три категории, каждой из которых на территории России выделены свои диапазоны частот:

- Местные линии связи от 0,39 ГГц до 40,5 ГГц
- Внутрizonовые линии от 1,85 ГГц до 15,35 ГГц
- Магистральные линии от 3,4 ГГц до 11,7 ГГц

Данное деление связано с влиянием среды распространения на обеспечение надёжности радиорелейной связи. До частоты 12 ГГц атмосферные явления оказывают слабое влияние на качество радиосвязи, на частотах выше 15 ГГц это влияние становится заметным, а выше 40 ГГц определяющим, кроме того, на частотах выше 40 ГГц значительное влияние на качество связи оказывает затухание в атмосфере Земли.

Радиорелейные линии связи основываются на принципах многократной ретрансляции сигнала. Различаются оконечные, промежуточные и узловые станции.

Промежуток между ближайшими станциями называется пролетом (или интервалом) РРЛ. Протяженность пролета зависит прежде всего от расстояния прямой видимости, в среднем, при высотах мачт подвеса антенны до 100 м, протяженность достигает 40 км [22].

Промежуток между оконечной станцией и ближайшей узловой или между узловыми станциями называется секцией РРЛ, а совокупность приемопередающего оборудования образует ствол РРЛ. Различаются однонаправленные стволы и двунаправленные (для дуплексной связи).

В процессе передачи сигналов в прямом и обратном направлениях применяются 2-частотные и 4-частотные системы.

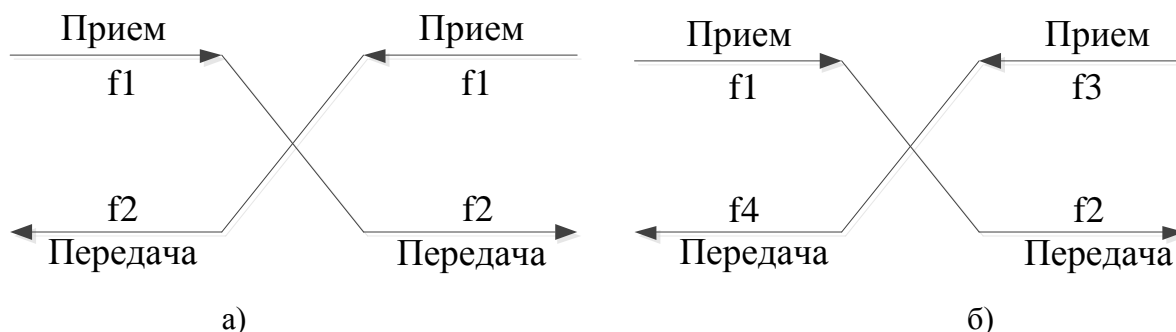


Рисунок 9.1 – Системы передач а) 2-частотная система; б) 4-частотная система

2-частотная система (рис. 9.1, а) экономична с точки зрения использования полосы частот, выделенной для организации радиорелейной связи, но требует применения антенн

с хорошими защитными свойствами от приема и передачи сигналов с боковых и обратных направлений. Широко применяются параболические антенны улучшенного исполнения с дополнительными экранами (воротниками), позволяющими достичь требуемых показателей.

4-частотная система (рис. 9.1, б) допускает применение более простых и дешевых антенн и позволяет улучшить защищенность линии связи от взаимных помех, но используется достаточно редко. Как правило, четырехчастотную систему можно рекомендовать для организации линий связи при очень сложной электромагнитной обстановке.

Для повышения экономической эффективности и пропускной способности радиорелейные системы часто делают многоствольными, в которых на каждой станции работают с различными частотами несколько приемопередатчиков через общие антенно-фидерные устройства.

С целью увеличения надежности работы линии связи применяются различные способы резервирования. В диапазонах частот выше 7 ГГц в ЦРРЛ наибольшее распространение получают системы резервирования 1 + 1, когда на один рабочий ствол приходится один резервный. В сложных условиях распространения радиоволн, оба ствола могут быть использованы для организации разнесенного приема, существенно улучшающего устойчивость работы системы связи. Зачастую строятся простые одноствольные системы связи без резервирования, учитывая высокую надежность современной аппаратуры.

9.2. Построение пролетов ЦРРЛ

Радиоволны в РРЛ распространяются вблизи поверхности Земли, поэтому при расчете множителя ослабления на пролетах РРЛ необходимо учитывать совместное влияние тропосферы и земной поверхности. Влияние тропосферы заключается в *рефракции радиоволн*, их отражении от слоистых образований и поглощении в дождях. Близость земной поверхности служит причиной отражения радиоволн от земной поверхности, их дифракции. При этом характер влияния земной поверхности зависит от ее электрических параметров, от расположения передающей и приемной антенн, а также от рельефа местности.

Отражение радиоволн на границе атмосфера — земная поверхность возникает из-за различия диэлектрической проницаемости и удельной проводимости двух сред. При

попадании в приемную антенну прямой и отраженных волн происходит их *интерференция*, которая имеет случайный характер.

Дифракция радиоволн проявляется в виде огибания радиоволнами возвышенностей и в незначительной степени сферической поверхности Земли.

Траектория волны, распространяющейся вдоль поверхности земли, является дугой окружности, радиус которой зависит только от вертикального градиента диэлектрической проницаемости g .

$$\rho = -2/g \quad (9.1)$$

Для приближенного учета влияния рефракции радиоволн на работу РРЛ вводят понятие *эквивалентного радиуса Земли* $R_э$. При этом полагается, что зависимость $\varepsilon(h)$ линейна, $\varphi(h_F) \approx 90^\circ$ и в качестве g используется эффективный вертикальный градиент диэлектрической проницаемости воздуха. Под *эффективным градиентом* понимают постоянный в пространстве градиент ε , при котором напряженность поля в точке приема такая же, как при реальном изменении ε с высотой и вдоль трассы РРЛ [22]. Для большинства климатических районов России эффективный градиент подчиняется нормальному распределению вероятностей, причем параметры этого распределения — среднее значение g и стандартное отклонение σ_g для различных районов известны. Введение позволяет перейти от реальной криволинейной траектории волны над поверхностью Земли с радиусом $R = 6370$ км к прямолинейной, траектории над некоторой воображаемой эквивалентной земной поверхностью с радиусом $R_э$. Указанный переход можно сделать при условии сохранения неизменной разности кривизны траектории волны и поверхности Земли [22].

$$\frac{1}{\rho} - \frac{1}{R} = \frac{1}{\infty} - \frac{1}{R_э} \quad (9.2)$$

Из (9.2) с учетом (9.1) находим выражение для эквивалентного радиуса Земли.

$$R_э = \frac{R}{\left(1 + \frac{R_g}{2}\right)} \quad (9.3)$$

На практике часто используют понятие коэффициента рефракции.

$$K_э = R_э/R \quad (9.4)$$

В зависимости от значения g различают два вида тропосферной рефракции: *отрицательную рефракцию*, или *субрефракцию*, при которой $g > 0$, $\rho < 0$, $R_g < R$, $0 < K_g < 1$ и траектория волны обращена выпуклостью вниз (рис. 9.2,а), и *положительную рефракцию*, при которой $g < 0$, $\rho > 0$ и траектория волны обращена выпуклостью вверх (рис. 9.2, б — г).

Субрефракция возникает, когда холодный влажный воздух распространяется над теплой поверхностью. Обычно она замечается, когда температура воздуха не менее чем на 20°C ниже температуры поверхности. Явление субрефракции часто встречается в пустынях, в районах теплых течений и в арктических морях. Необходимым условием возникновения субрефракции является относительно тихая погода.

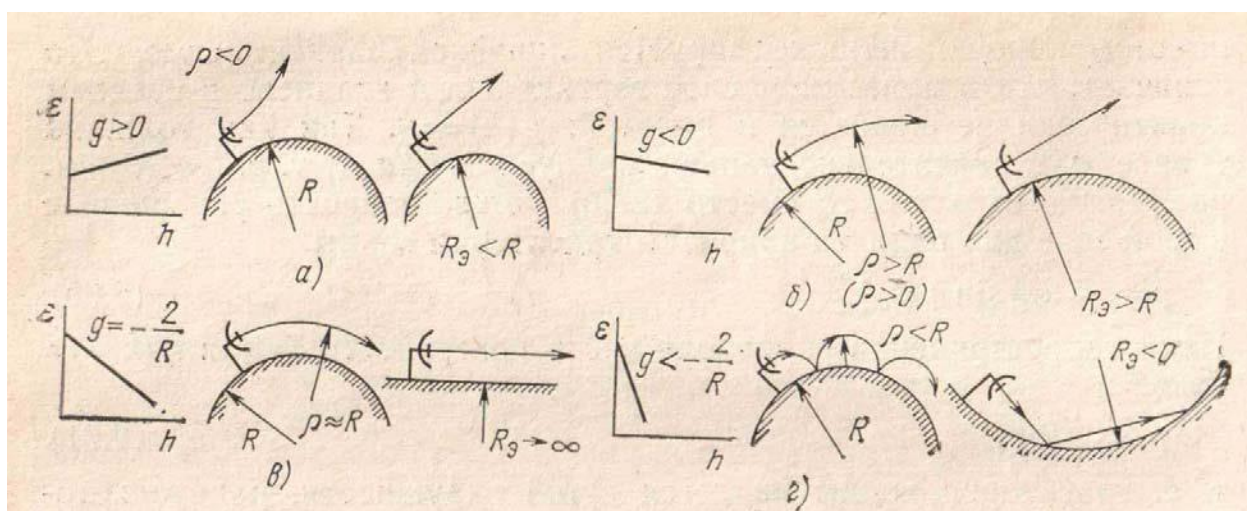


Рисунок 9.2 – Рефракция радиоволн: а) субрефракция; б) нормальная рефракция; в) критическая рефракция; г) сверхрефракция [22]

Частными случаями положительной рефракции являются:

- *нормальная рефракция*, при которой $g = -8 \cdot 10^{-8} \text{ 1/м}$, $\rho = 25000 \text{ км}$, $R_g = 8500 \text{ км}$, $K_g = 4/3$ (см. рис. 8.2, б);
- *критическая рефракция*, при которой $g = -2/R = -31,4 \cdot 10^{-8} \text{ 1/м}$, $\rho = R = 6370 \text{ км}$, $R_g = \infty$, $K_g = \infty$ (см. рис. 8.2, в);
- *сверхрефракция*, при которой $g < -31,4 \cdot 10^{-8} \text{ 1/м}$, $\rho < R$, $R_g < 0$, $K_g < 0$ (см. рис. 9.2, г).

Энергия радиолуча в процессе распространения сосредоточена в области, поперечное сечение которой есть овал с центрами в местах расположения приемной и передающей антенны. Для свободного распространения луча неровности рельефа необходимо учесть в расчетах по следующему алгоритму.

На пролетах реальных РРЛ в большинстве случаев имеются крупные неровности рельефа: холмы, впадины, овраги, лесные массивы и т. д. Так как значения характеристик рельефа имеют большой разброс, применяются приближенные детерминированные методы, учитывающие конкретные особенности пролетов РРЛ.

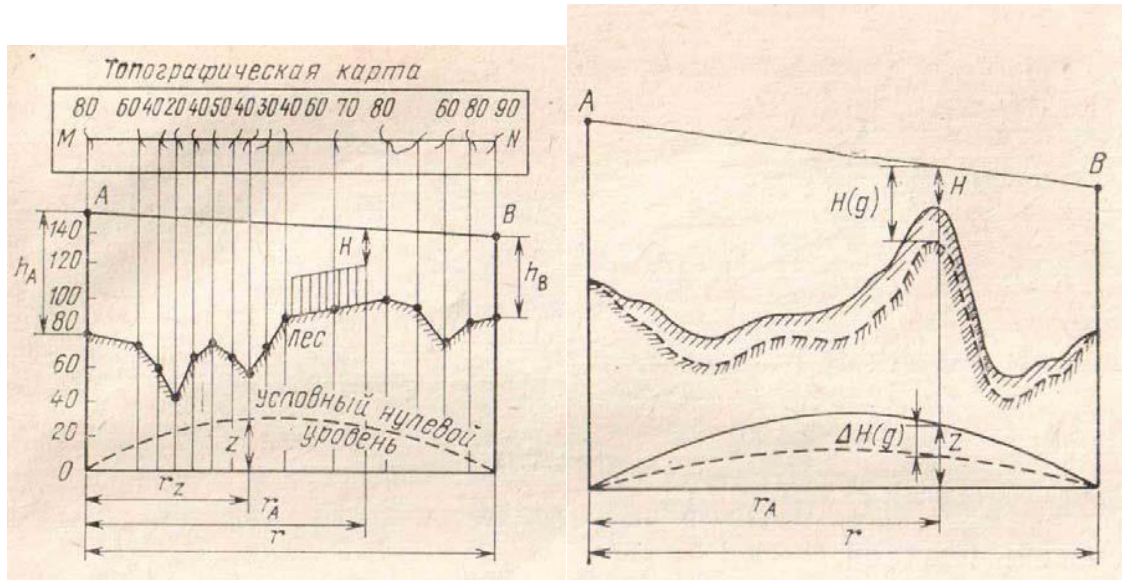


Рисунок 9.3 – Изображение пролета с учетом а) радиуса земли б) эквивалентного радиуса земли

Прежде всего, необходимо построить продольный профиль пролета — вертикальный разрез местности между двумя соседними станциями со всеми высотными отметками. Пример продольного профиля приведен на рисунке 9.3, а. Для удобства профиль строят в прямоугольных координатах: расстояния откладываются по оси абсцисс, а высоты — по оси ординат. При этом линия, изображающая условный нулевой уровень (уровень моря), является параболой, для которой ордината:

$$z = r^2 K_z (1 - K_z) / 2R, \quad (9.5)$$

где r — длина пролета, м;

R — радиус Земли, м;

K_z — относительное расстояние:

$$K_z = r_z / r, \quad (9.6)$$

где r_z — расстояние от левого конца пролета до точки, в которой определяется координата z , м (см. рис. 9.3, а).

Чтобы построить профиль, необходимо нанести высотные отметки, снятые с топографической карты для различных r_z относительно линии нулевого уровня, соединить эти отметки плавной линией и обозначить покрытие поверхности (лес, строения и т.д.).

При определении множителя ослабления с учетом конкретного профиля принято пользоваться *просветом* H между прямой, соединяющей точки передачи A и приема B , и наивысшей точкой профиля пролета (рис.9.3). В зависимости от значения просвета пролеты разделяются на открытые, полуоткрытые и закрытые.

На открытых пролетах эллипсоид, обозначающий минимальную область распространения радиоволн, не должен пересекаться какими-либо препятствиями, т.е. высота просвета должна быть больше радиуса первой зоны Френеля:

$$H \geq H_0 \quad (9.7)$$

Радиус первой зоны Френеля определяется выражением:

$$H_0 = \rho_{\min} = \sqrt{r \cdot \lambda \cdot K (1 - K)}, \quad (9.8)$$

где K - относительная координата точки, определяющей просвет:

$$K = r_A / r, \quad (9.9)$$

При полуоткрытых пролетах минимальная область распространения частично перекрывается с профилем пролета, однако прямая видимость между точками расположения антенн A и B при этом сохраняется. В данном случае:

$$0 < H < H_0 \quad (9.10)$$

Для закрытых пролетов

$$H < 0, \quad (9.11)$$

т. е. отсутствует прямая видимость между точками A и B .

Выражение (9.5), определяющее нулевой уровень, и построенные на его основе профили соответствуют случаю отсутствия рефракции радиоволн. Для учета влияния рефракции необходимо в (9.5) вместо R подставить R_g , определяемое выражением (9.3). Из-за рефракции профиль пролета трансформируется, в результате чего изменяются как просвет, так и форма неровностей рельефа (рис. 9.3, б). Обычно для приближенной оценки V изменением формы неровностей можно пренебречь и ограничиться учетом изменения просвета. В условиях рефракции просвет:

$$H(g) = H + \Delta H(g) \quad (9.12)$$

где H — просвет в отсутствие рефракции, определяемый из профиля пролета при $g = 0$;
 $\Delta H(g)$ — изменение просвета из-за рефракции, определяемое из (9.3) и (9.5):

$$\Delta H(g) = -r^2 g K (1 - K) / 4. \quad (9.13)$$

В результате трансформации профилей пролетов РРЛ в условиях случайной рефракции радиоволн открытые пролеты могут превратиться в полуоткрытые и даже

закрытые (при субрефракции) и, наоборот, при повышенной положительной рефракции полуоткрытые и закрытые пролеты могут стать открытыми [22].

При учете влияния рельефа местности на распространение волн в большинстве случаев используется аппроксимация крупных неровностей — препятствий сферами, кривизна которых определяется кривизной соответствующих участков продольного профиля.

Сложение, на входе приемника, прямой и отраженной от земли волн, в противофазе, так как отраженный сигнал приходит с некоторой задержкой относительно прямого, приводит к падению уровня сигнала и искажению его частотного спектра.

На данном изображении пролета (рис. 9.4) антенные опоры установлены на возвышенных местах, что, на первый взгляд, выгодно так как позволяет получить большую величину просвета при малых высотах антенных опор. Однако на участках пролета с координатами $k = 0,2$ до $0,7$ имеются плоские участки, от которых возможно появление отраженных волн, приводящих к интерференционным замираниям. Положение усугубляется тем, что в середине пролета находится водное пространство. Коэффициент отражения от поверхности воды достигает 1 (при отсутствии волнения) и энергия отраженной волны будет равна энергии прямой волны, что приведет, в случае противофазы, к падению мощности сигнала на входе приемника при интерференции до 0.

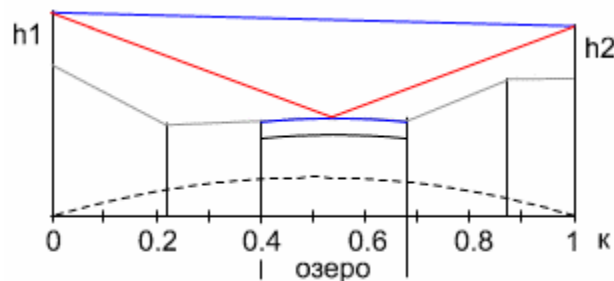


Рисунок 9.4 – Профиль пролета.

Длительность интерференционных замираний составляет секунды и доли секунд. В цифровых системах связи интерференционные замирания определяют качественные параметры линии. Поэтому, выбирать пролеты с такими профилями нежелательно. Эти замечания не относятся к коротким пролетам, протяженностью несколько километров, так как отраженной волны может здесь не быть из-за направленных свойств антенных устройств. Например, такой пролет рассчитывался для линии связи, проходящей через Северную Двину. Протяженность пролета составляет 4 км, величина просвета - 15 м, рабочая частота 11 ГГц, коэффициент усиления антенн 41 дБ [22]. При этом радиус поперечного сечения электромагнитного луча, сформированного направленными

свойствами антенны (диаграммой направленности), на середине пролета около 12 м (по уровню половинной мощности). Следовательно, в этих условиях появление отраженной волны невозможно и данная форма профиля вполне приемлема. При протяженности же пролета 20 км, радиус раскрыва диаграммы направленности антенны (на середине пролета) достигает величин в несколько десятков метров. Значит при такой форме пролета для устойчивой работы линии связи величина просвета должна составлять десятки метров.

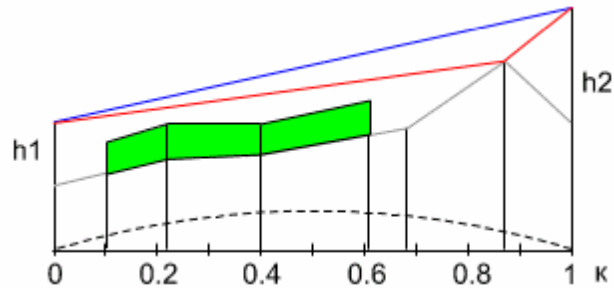


Рисунок 9.5 – Профиль пролета

Профиль пролета, показанный на рисунок 9.5, содержит участок ($k = 0,87$) от которого возможно появление отраженной волны. Но форма препятствия такова, что отражение может произойти от одной точки, а не от какой-то поверхности. В этом случае уровень отраженной волны невелик, и замирания сигнала из-за интерференции не очень глубокие.

Отражения от наивысшей точки препятствия на профиле пролета, показанной на рисунке 9.6, ($k = 0,22$) в данном случае практически отсутствуют, так как эта точка покрыта лесом. Вероятность закрытия трассы из-за субрефракции для данного профиля невелика из-за близости вероятных точек отражения к антенным опорам (точки отражения расположены на краях пролета). Поэтому подобные профили пролетов позволяют получить приемлемые результаты работы линии связи.

При наличии таких профилей необходимо проследить, чтобы экранирование отраженной волны происходило при всех значениях градиента диэлектрической проницаемости атмосферы (т.е. при любой возможной трансформации профиля).

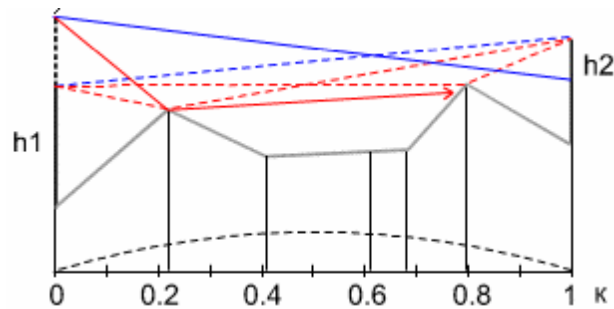


Рисунок 9.6 – Профиль пролета

Профиль пролета (рис. 9.7) имеет две возможные точки отражения электромагнитных волн. Показанные пунктиром линия прямой видимости и отраженные лучи, получаются здесь при примерно одинаковых высотах подвеса антенн [22].

Как следует из практики, добиться устойчивой работы цифровой РРЛ при двух или нескольких точках отражения очень трудно и дорого. Стремление получить только одну точку отражения заставляет выбирать разные высоты подвеса антенн (рис. 1.6). При этом волна, отраженная от одного из препятствий, экранируется другим препятствием. Естественно, это условие необходимо проверять при различных трансформациях профиля.

9.3. Расчет уровней сигналов

Рассмотрим упрощенную структурную схему интервала радиолинии и соответствующую диаграмму уровней (рис. 9.7). Очевидно, что качество работы линии связи, определяется уровнем сигнала на входе приемника P_{np} и возможными отклонениями этого уровня при замираниях.

На диаграмме уровней видно, что сигнал излучается передатчиком с уровнем P_{nd} , проходит через разделительный фильтр ($P\Phi$), в котором уровень упадет за счет внутренних потерь и поступает через фидерную линию в передающую антенну с коэффициентом усиления $G1$. За счет потерь в фидерной линии $L\phi1$ уровень сигнала еще уменьшится, а в передающей антенне увеличится на величину $G1$.

При распространении сигнала по интервалу РРЛ (протяженностью $R0$, на рабочей частоте f) уровень сигнала упадет за счет ослабления в свободном пространстве, потерь в газах атмосферы и некоторых дополнительных потерь. Общее ослабление сигнала за счет этих причин может достигнуть 130-140 дБ и больше.

В приемной антенне уровень сигнала увеличится на величину $G2$, затем уменьшится в приемной фидерной линии, в разделительном фильтре и поступит на вход приемника с уровнем P_{np} . Это значение получается в отсутствии замираний сигнала на пролете РРЛ.

В приемной антенне уровень сигнала увеличится на величину G_2 , затем уменьшится в приемной фидерной линии, в разделительном фильтре и поступит на вход приемника с уровнем $P_{пр}$. Это значение получается в отсутствии замираний сигнала на пролете РРЛ.

Запас на замирания M является разницей между уровнями мощностей сигнала на входе приемника $P_{пр}$ и чувствительностью приемника $P_{пр\ пор}$, которое определяется из параметров конкретной цифровой РРЛ для заданной величины kou (10-3 или 10-6) [22].

Перед расчетами необходимо выяснить, для каких характерных точек на пролете линии связи приведены технические данные на аппаратуру фирмой - изготовителем. Основные точки показаны на рисунке 9.8.

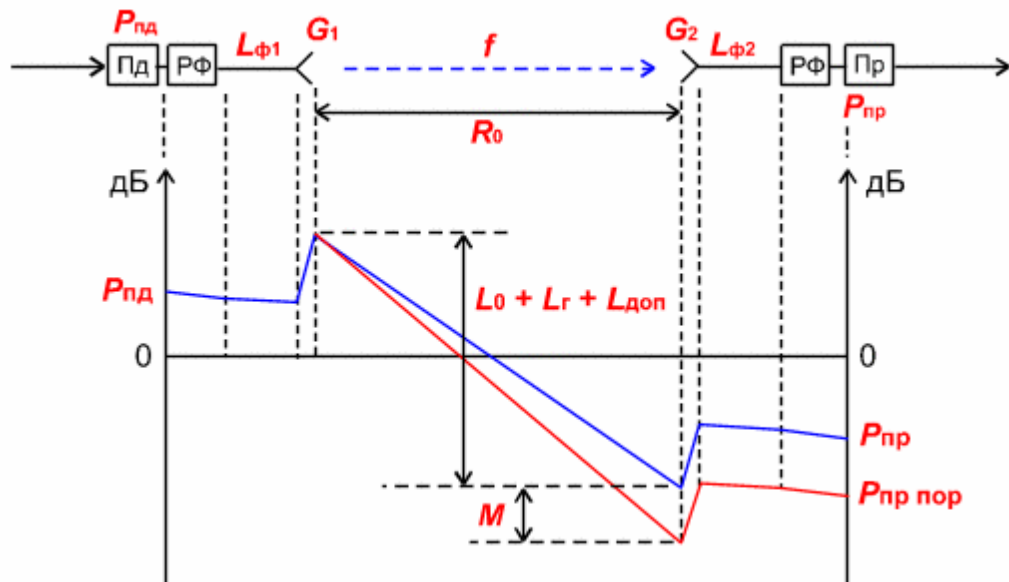


Рисунок 9.7 – Уровни мощности в радиотракте



Рисунок 9.8 – Структурная схема радиотракта

К примеру для расчета на передающей стороне в качестве исходных данных обычно используются точки A' , B' или C' , а на приемной стороне C , B или A .

Уровень сигнала на входе приемника ($P_{пр}$, дБм)

$$P_{пр} = P_{нд} + G_1 + G_2 - L_0 - L_{\phi 1} - L_{\phi 2} - L_{\Gamma} - L_{дон}, \quad (9.14)$$

где $P_{нд}$ - уровень мощности передатчика, дБм;

G_1, G_2 - коэффициенты усиления передающей и приемной антенны.

При расчетах можно выбрать параметры типовых антенн из таблицы или задаться диаметрами антенн (для параболических структур) и определить их коэффициенты усиления из соотношения:

$$G_1 = G_2 = 20\lg(D) + 20\lg(f) + 17.5, \text{ дБ}, \quad (9.15)$$

где D - диаметр антенны, м (для диапазона частот 8 ГГц $D = 0.6 - 1.8$ м);

f - рабочая частота, ГГц (при расчетах используется округленное значение средней частоты выбранного диапазона).

При выборе антенн необходимо учитывать, что на практике не применяются антенны с коэффициентами усиления большими, чем 45 – 47 дБ. В дальнейших расчетах эти параметры можно будет изменять для оптимизации проектируемой линии связи.

$L_{\phi 1}, L_{\phi 2}$ – ослабление сигнала в фидерных линиях (Ф1, Ф2), дБ.

$L_{\phi 1} = l \cdot a$, где l - длина фидера, м; a - погонное затухание фидера, дБ/м,

$L_{\phi 2}$ - определяется аналогично.

Погонное затухание в фидерных линиях от типа волновода и его конструктивных особенностей. При отсутствии фидера (когда приемопередатчики объединены с антенной в виде моноблока) необходимо учитывать конструктивные особенности устройства объединения. При диаметре антенн 30 - 50 см приемопередающий блок соединяется с антенной непосредственно с помощью прецизионного волноводного соединителя, поэтому в этих случаях потери в фидерах можно принять равными 0 дБ.

При больших диаметрах антенн соединение проводится коротким отрезком гибкого волновода, потери в котором $L_{\phi 1} = L_{\phi 2} = 0,5 \text{ дБ}$.

$L_{p\phi}$ – определяется из параметров аппаратуры. Обычно значение ослабления в разделительных фильтрах соответствует сумме потерь в передающем и приемном устройствах (РФ' + РФ'', рис. 9.8). При моноблочной конструкции, данные на уровень мощности передатчика и пороговые значения уровня сигнала на входе приемника, часто относятся к точкам, соответствующим уровням на антенном волноводном соединителе (другими словами, значения уровней уже заложены потери в разделительных фильтрах). В этих случаях величина потерь $L_{p\phi} = 0$. При разнесенной конструкции приемопередатчиков и антенн, потери в РФ составляют 4 – 5 дБ (в РРЛ большой емкости).

$L_{доп}$ - дополнительные потери, складывающиеся из потерь в антенных обтекателях L_{ao} и потерь от перепада высот приемной и передающей антенн $L_{нс}$. ($L_{доп} = 1 - 2$ дБ).

Потери мощности сигнала при распространении в свободном пространстве, определяются из следующей формулы:

$$L_0 = 20 \lg(4,189 \cdot 10^4 R_0 f), \text{ дБ}, \quad (9.17)$$

где R_0 - протяженность интервала РРЛ, км,

f - рабочая частота, ГГц.

Затухание в газах атмосферы L_G рассчитывается по формуле:

$$L_G = (g_0 + g_H) R_0, \text{ дБ}, \quad (9.18)$$

где g_0, g_H - погонные затухания в водяных парах и атомах кислорода атмосферы (дБ/км), определяемые из графика (рис. 9.9).

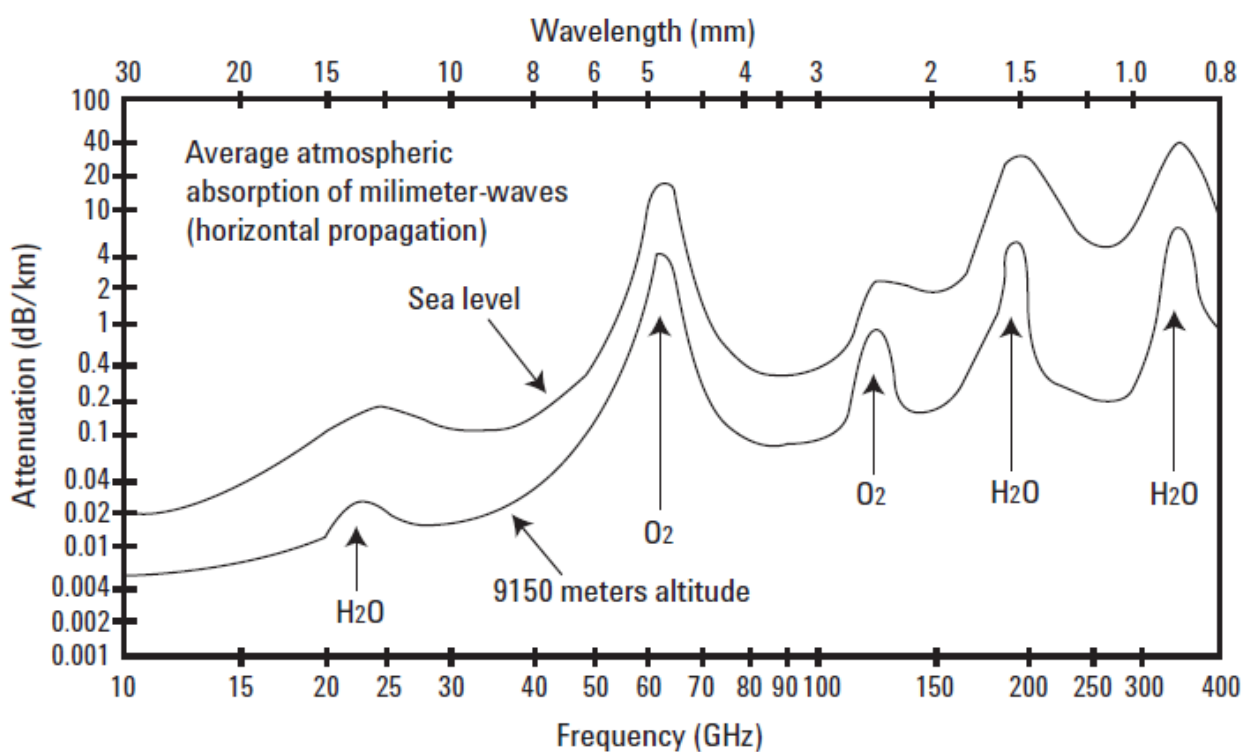


Рисунок 9.9 – Теоретическое погонное затухание в водяных парах плотностью $7,5 \text{ г/м}^3$, и атомах кислорода (поглощение дождем или облакам не учитывается) [23]

10. Спутниковые системы связи

История коммерческих спутниковых сетей связи (ССС) началась в апреле 1965 г. с выводом на орбиту впервые в мире гражданского спутника связи INTELSAT-1 (другое название EARLY BIRD), ставшего первым спутником ретранслятором (СР) международной организации Intelsat (International Telecommunications Satellite Organization), учрежденной в августе 1964 г. [24].

Концепция спутниковой связи проста и заключается в том, что промежуточный ретранслятор радиосети связи устанавливается на борту искусственного спутника Земли (ИСЗ), который движется по орбите почти без затрат энергии на это движение. На практике незначительные энергозатраты обычно необходимы лишь для коррекции параметров орбиты СР, которые могут меняться под влиянием различных дестабилизирующих факторов. Энергообеспечение бортового ретрансляционного комплекса (БРТК) осуществляется от солнечных батарей (СБ) и подзаряжаемых от СБ аккумуляторов, которые питают бортовую аппаратуру в периоды затенения Солнца Землей. Таким образом, СР представляет собой в значительной степени автономную систему и способен предоставлять услуги связи в течение длительного времени. Срок службы современных СР составляет 5-15 лет [25].

Находясь на достаточно высокой орбите, единственный СР способен предоставить информационные услуги пользователям, размещенным на огромной территории диаметром от 1,5-2 тыс. км до примерно 16 тыс. км. Под областью обслуживания ССС будем понимать часть земной поверхности и околоземного пространства между любой парой точек, которой возможна передача информации с заданной скоростью и качеством. «Геометрия» области обслуживания определяется не только параметрами орбиты ретранслятора и характеристиками БРТК, но и характеристиками используемых земных станций (ЗС), а также требованиями к пропускной способности каналов связи и качеству передачи информации. Если необходимые размеры области обслуживания велики настолько, что не могут быть покрыты одним ретранслятором, то используют орбитальную группировку, состоящую из нескольких ретрансляторов, каждый из которых обслуживает часть (зону) области обслуживания. Разбиение на зоны может использоваться и при наличии одного СР с БРТК, оборудованным многолучевой приемопередающей антенной, каждый луч которой формирует свою зону обслуживания. Обычно зоны частично перекрываются, образуя сплошную область обслуживания, но возможны ситуации, когда целесообразным оказывается использование нескольких изолированных зон, например при объединении посредством ССС информационных структур нескольких мегаполисов в единую инфраструктуру. В любом случае при зональном обслуживании для обеспечения возможности связи между ЗС, находящимися в разных зонах обслуживания, необходима организация межзоновых каналов связи.

В течение вот уже более тридцати пяти лет ССС интенсивно и быстро развиваются. В мире создано и создается большое число ССС, различающихся решаемыми прикладными задачами, масштабами, количеством и качеством используемого

оборудования, пропускной способностью. Широкое распространение спутниковых сетей связи обусловлено следующими их во многом уникальными свойствами [26,27]:

1. Обеспечение области обслуживания значительных размеров, вплоть до глобальной, полностью охватывающей поверхность Земли.

2. Возможность расширения интерфейса между пользователями и сетью, благодаря обслуживанию отдаленных, малонаселенных и труднодоступных территорий, где развертывание наземных сетей связи экономически не оправдано, либо просто невозможно. С этой точки зрения ССС могут играть дополняющую роль по отношению к наземным сетям.

3. Простота обеспечения широковещательного и многоадресного (циркулярного) режимов передачи.

4. Возможность гибкой поддержки различных информационных услуг и приложений, независимость технологии передачи и коммутации от технологии предоставления услуг.

5. Обеспечение совместной передачи по общим физическим каналам существенно разнородных информационных потоков (речь, аудио-, видео-, факс, цифровые массивы и т.д.), показатели качества передачи которых значительно различаются.

6. Совместная передача непрерывного и пакетного трафика.

7. Одновременная поддержка интерактивных служб с- или без установления соединения или без него.

8. Предоставление услуг подвижным пользователям.

9. Высокая пропускная способность спутниковых каналов связи при приемлемо высоком качестве передачи.

10. Простота обеспечения требуемых топологических свойств сети, в том числе полносвязности.

11. Эффективное использование сетевых ресурсов, благодаря возможности перераспределения пропускной способности сети между каналами связи в соответствии с текущими характеристиками сетевого трафика.

12. Возможность предоставления пользователям услуги глобального определения местоположения.

13. Большая гибкость ССС, позволяющая в случае необходимости достаточно просто изменять область обслуживания путем изменения орбиты ретрансляторов или пространственной ориентации луча (лучей) бортовых антенн, номенклатуру

предоставляемых информационных услуг, сетевую топологию, а также быстро адаптироваться к потребностям пользователей.

14. Простота пространственного расширения сети путем установки в области обслуживания нужных дополнительных ЗС в нужном месте, что позволяет быстро охватить сферой информационных услуг всех вновь присоединяющихся к сети пользователей.

15. Относительно малые сроки развертывания ССС и наладки оборудования и аппаратуры.

16. Обеспечение приемлемой совместимости с современными технологиями передачи информации наземных сетей связи, таких как АТМ (Asynchronous Transfer Mode — асинхронный режим передачи) и Frame Relay.

17. Возможность построения крупномасштабных широкополосных цифровых сетей интегрального обслуживания — ШЦСИО (В-ISDN — Broadband Integrated Service Digital Network) без значительных инвестиций на начальных фазах развертывания, особенно на территориях, где наземная инфраструктура развита недостаточно или вовсе отсутствует.

18. ССС дают возможность объединять на начальных фазах развития наземной инфраструктуры локальные, городские и региональные наземные ШЦСИО, в том числе и на базе волоконно-оптических линий связи (ВОЛС), в корпоративные, национальные, интернациональные и глобальные структуры. По мере созревания и развития наземной инфраструктуры ССС могут быть использованы в качестве дополнения и резерва для наземных каналов связи, в частности, на случай природных и техногенных катастроф.

ССС различного назначения могут отличаться друг от друга по целому ряду классификационных признаков, основными из которых являются:

- характеристики области обслуживания;
- преобладающее направление информационных потоков в сети;
- тип орбитальной группировки ретрансляторов;
- диапазоны используемых частот;
- назначение ССС и тип используемых станций.

По охватываемой территории, административной структуре управления и принадлежности космического и наземного сегментов сети связи можно выделить:

- глобальные ССС, обеспечивающие полный охват территории Земли и развивающиеся под управлением и при координации международных организаций, объединяющих большинство стран мира;

- интернациональные ССС, являющиеся объектом совместной деятельности нескольких десятков стран, в том числе региональные ССС, совместно используемые странами, расположенными в относительном соседстве друг с другом и принадлежащими одному географическому региону;
- национальные ССС, наземный сегмент которых сосредоточен в пределах одной страны;
- корпоративные (ведомственные) ССС, наземный сегмент которых принадлежит одному ведомству, крупной частной компании и т.д., а назначение сетей состоит в обеспечении обмена деловой информацией и данными в интересах организации-владельца или арендатора сети. Корпоративные сети строятся преимущественно на основе ЗС типа VSAT (Very Small Aperture Terminal) и долговременной аренды части связных ресурсов коммерческих СР общего пользования.

По преобладающему направлению передачи информационных потоков в ССС различают:

- сети сбора информации, в которых информация передается от многочисленных источников (датчиков) в один или несколько центров сбора и обработки информации;
- сети распределения информации, для которых характерна передача трафика от небольшого числа центральных распределительных станций к многочисленным потребителям информации. В обратном направлении может передаваться лишь незначительный объем запросной информации. Для сетей распределения информации характерно наличие режимов многоадресной и широковещательной передачи;
- сети обмена информацией характеризуются тем, что в них ЗС являются в примерно равной степени источниками и потребителями циркулирующих в сети информационных потоков.

В простейших предпосылках (Земля имеет форму идеального шара, а на ИСЗ действует только гравитационное поле Земли) движение спутника по околоземной орбите подчиняется законам Кеплера [28]. Плоскость орбиты неподвижна во времени и проходит через центр Земли, а орбита имеет форму эллипса, в одном из фокусов которого расположена Земля. Точка пересечения линии, соединяющей ИСЗ и центр Земли, с поверхностью земного шара называется подспутниковой точкой. Высота эллиптической орбиты h (расстояние между ИСЗ и его подспутниковой точкой) меняется во времени с периодом, равным времени обращения спутника по орбите. Максимальное значение высоты орбиты называется высотой в точке апогея, а минимальное — высотой в точке

перигея. Другими важными параметрами, характеризующими околоземную орбиту спутника связи, являются:

- угол наклона плоскости орбиты i — угол между плоскостью экватора Земли и плоскостью орбиты, отсчитываемый от плоскости экватора в направлении на север. По этому параметру различают экваториальные ($i = 0$), полярные ($i = 90^\circ$) и наклонные ($0 < i < 90^\circ$, $90^\circ < i < 180^\circ$) орбиты. Если $0 < i < 90^\circ$, говорят, что спутник запущен в восточном направлении, если же $90^\circ < i < 180^\circ$ — в западном. Спутники связи запускаются исключительно в восточном направлении, поскольку их запуск в западном имеет только отрицательные стороны: возрастает скорость перемещения спутника относительно земной поверхности, а для вывода на орбиту требуется более мощный носитель;

- долгота восходящего узла — долгота точки пересечения траектории подспутниковой точки с линией экватора при движении спутника с юга на север

- эксцентриситет орбиты, равный $e = \sqrt{1 - b^2/a^2}$, где a и b соответственно большая и малая полуоси эллипса орбиты. Величина эксцентриситета может принимать значения в диапазоне $0 \leq e < 1$. Чем больше эксцентриситет, тем более «узкой и вытянутой» является орбита спутника. При $e=0$ эллиптическая орбита вырождается в круговую с постоянной высотой h ;

- время обращения спутника по орбите (время вращения спутника) — интервал времени между соседними прохождением спутником одной и той же точки орбиты.

При построении ССС могут быть использованы следующие типы орбит [28]:

- геостационарная орбита (GEO — Geostationary Earth Orbit);
- низкие круговые орбиты (LEO — Low Earth Orbit);
- средневысотные круговые орбиты (MEO — Medium Earth Orbit);
- эллиптические околоземные (EEO — Elliptical Earth Orbit).

Геостационарные СР выводятся в восточном направлении на круговую орбиту с нулевым наклоном (в экваториальную плоскость) и высотой над поверхностью Земли $h = 35875$ км. Эта орбита характеризуется тем, что угловая скорость спутника совпадает по величине и направлению с угловой скоростью вращения Земли и теоретически ГСР является неподвижным относительно точки экватора (подспутниковой точки), над которой размещается ретранслятор. Вследствие этого данная орбита получила специальное название — геостационарная орбита (ГО). Геостационарную орбиту часто

называют орбитой Кларка в честь известного английского писателя-фантаста, впервые опубликовавшего идею об использовании трех ГСР, разнесенных на угол 120° , для создания глобальной сети связи еще в 1945 году. Единственным значащим параметром геостационарной орбиты является долгота подспутниковой точки ГСР.

Подавляющая часть существующих ССС использует для размещения СР геостационарную орбиту, основными достоинствами которой являются возможность непрерывной круглосуточной связи и практически полное отсутствие доплеровского сдвига частоты. Вследствие этого при достижимых на сегодняшний день точностях удержания СР в рабочей точке на орбите и систем ориентации бортовых антенн на ЗС нет необходимости использовать достаточно сложные и дорогие следящие системы наведения антенн. Это существенно снижает стоимость наземного сегмента ССС и затраты на его эксплуатацию.

Использование частот в системах радиосвязи строго регламентировано, главная организация, которая устанавливает правила и следит за их соблюдением — Международный союз электросвязи. В соответствии с Регламентом МСЭ для систем спутниковой связи выделено несколько диапазонов частот [29]:

Таблица 10.1 – Диапазоны частот спутниковой связи

Наименование	Полоса частот в ГГц:
L-диапазон	1,452-1,550 и 1,610-1,710
S-диапазон	1,93-2,7
C-диапазон	3,4-5,25 и 5,725-7,075
X-диапазон	7,25-8,4
Ku-диапазон	10,70-12,75 и 12,75-14,80
Ka-диапазон	15,4-26,50 и 27,00-30,20

Формально каждый из диапазонов назначен под определенный вид спутникового сервиса, но это условие соблюдается не очень строго, хотя бы вследствие размытости границ некоторых сервисов. Например, так называемый нижний Ku-диапазон (10,70-12,75 ГГц) определен под фиксированную спутниковую связь, а под телевидение – называемый верхний (12,75-14,80), что не мешает вещательным системам работать в нижнем диапазоне. К тому же две системы пакетной передачи данных (с возможностью кратковременного online-доступа) работают в МВ-диапазоне [30].

В каждом из указанных в таблице диапазонов существуют системы, которые так или иначе можно отнести к сетям спутникового интернет-доступа.

Как уже было сказано, в системе МВ-диапазона работают две системы пакетной низкоскоростной передачи данных: российская «Гонец» (250-265 МГц) и американская Orbcomm (137-150 МГц). Обе они позволяют передать информацию на спутник, который потом сбрасывает ее на одну из шлюзовых станций. Со станций информация передается дальше либо по наземным, либо по спутниковым каналам. Системы используются для сбора информации с датчиков (например, электросчетчиков), передачи сообщений о чрезвычайных ситуациях и пр. Оператор российской системы, ОАО «Спутниковая система Гонец» недавно представила проект спутниковой информационной системы «Космонет», в котором попыталась объединить преимущества низкоорбитальных и геостационарных спутниковых систем.

Из спутниковых операторов, предоставляющих услуги связи в **L-диапазоне**, в настоящее время работает один – Iridium (Иридиум) Satellite LLC, планирует еще один — «Инмарсат». В этом диапазоне также работает сеть непосредственного радиовещания WordSpace и персональная связь Президента РФ, для чего на двух спутниках «Экспресс-АМ» установлены L-транспондеры.

Система «Иридиум» является первой низкоорбитальной системой спутниковой связи. Задуманная еще в самом начале 1990-х и реализованная в конце десятилетия, претерпевшая массу неурядиц экономического характера, сейчас она предоставляет услуги голосовой связи и низкоскоростной передачи данных на всей территории Земли. К примеру, возможная скорость передачи загрузки html-страницы порядка 10 кбит/с. Сейчас компания планирует обновление спутниковой группировки и парка абонентских терминалов для предоставления абонентам реальных скоростей интернет-доступа.

Свои планы по работе в L-диапазоне вынашивает «Инмарсат». Компания будет предлагать стандартный набор услуг — голосовая связь, мультимедийные приложения, интернет-доступ — на территории Европы, Ближнего Востока и Африки. Также на борту спутников системы «Инмарсат» Европейское космическое агентство будет отрабатывать несколько перспективных технологий: лазерная высокоскоростная связь геостационарного спутника с низкоорбитальными; транспондер Q (33-50 ГГц), U (40-60 ГГц) и V (50-75 ГГц) диапазонов для выяснения перспектив его коммерческого использования.

Для Федеральной комиссии по связи США был отведен **S-диапазон** для непосредственного спутникового радиовещания, в нем работает оператор Sirius XM Radio. Часть S-диапазона определена для MSS — мобильной спутниковой связи. В Европе S-диапазон отдан для мобильной спутниковой связи и мобильного телевидения. В России S-

диапазон принадлежит военным структурам, и на сегодня его конверсия маловероятна. В этом диапазоне работают или планируют начать работу в ближайшее время несколько операторов. Одним из этих операторов является ICO Global Communications — оператор мобильной спутниковой связи. Компания была основана в 1995 году. В ее первоначальные планы входило оказание услуг мобильной спутниковой голосовой связи посредством среднеорбитальной спутниковой группировки из 12 КА. В 1999-м компания была, что называется, реорганизована по Статье 11 (или, проще говоря, прошла процедуру банкротства), но не прекратила свою деятельность. В 2000 году был запущен первый спутник системы ICO F-1, тогда же с компанией Hughes Space & Communications был заключен контракт еще на три КА. Эти аппараты были модернизированы и приспособлены не только для передачи голоса, но и для интернет-доступа, на них уже была реализована основная разработка, применяемая в спутниках для ШПД — многолучевая антенна. Второй спутник был запущен в 2001 году, остальные находились на разной стадии производства, но тут ICO и Boeing (который приобрел отделение Hughes по разработке спутников) вступили в судебную тяжбу. В 2008-м Boeing был признан виновным в нарушении контракта и мошенничестве, и ICO получила по суду в общей сложности 603 млн долларов.

В 2008 году был запущен спутник ICO G1. В 2009-м — протестировано и одобрено FCC абонентское оборудование. Спутник охватывает США. В 2008-м компания начала сервис в тестовом режиме. В Европе идет разбирательство с Еврокомиссией, которая отозвала у ICO лицензию на использование S-диапазона.

Еще одним оператором S-диапазона является компания Terrestar Corporation (в 1998-2000 American Mobile Satellite Corp.; в 2000-2007 — Motient Corp.). С момента образования компания прошла долгий и непростой путь, в том числе и несколько реструктуризаций. Последняя проходит сейчас. В октябре 2010 года этого потребовал главный инвестор — компания EchoStar — в ноябре был принят план реструктуризации. Космический сегмент — спутник TerreStar-1, запущенный в 2009 году и находящийся в точке 111° з.д. Компания предоставляет как обычную голосовую связь, так и набор услуг, характерный для смартфона. При этом что и спутниковый, и наземный сегменты сети работают в S-диапазоне, абонент соединяется посредством наиболее оптимальной сети.

В мае 2009 года две компании — Inmarsat и Solaris — получили лицензию Еврокомиссии на предоставление услуг мобильной спутниковой связи в S-диапазоне в Европе. Обе должны начать сервис в течение двух лет. Остальным претендентам было отказано.

Существует еще один оператор в S-диапазоне – Solaris, который является совместным предприятием двух крупных спутниковых операторов — SES и Eutelsat, конкурирующих во всех остальных сегментах спутникового рынка. Предварительная договоренность об образовании ими совместного предприятия была достигнута в 2006 году, само предприятие образовано в 2008-м. Solaris предоставляет услуги аудио- и видеовещания, интернет-доступа на мобильные терминалы. Сеть будет работать в стандарте DVB-H, абонентские терминалы были продемонстрированы в 2008 году.

Первоначально предполагалось использовать емкость S-диапазона спутника W2A, выведенного в точку 10° в.д. в 2009-м. Но S-транспондер на этом аппарате работает с отклонением от заявленных характеристик, что не позволяет запустить сеть в полном объеме. Во второй половине прошлого года технология успешно демонстрировалась на различных европейских профильных форумах. О начале коммерческой эксплуатации сети пока не объявлялось.

Вторым победителем в тендере на S-диапазон стал оператор сети мобильной спутниковой связи «Инмарсат». Как и Solaris, «Инмарсат» получил две полосы по 15 МГц. И точно так же этот оператор планирует в этом диапазоне развернуть гибридную сеть мобильной связи с предоставлением голосовой связи, интернет-доступа и прочих мультимедийных услуг. В 2009 году оператором были заключены контракты на производство и запуск спутника EuropaSat, работающего в S-диапазоне.

Исторически **C-диапазон** являлся самым первым широко используемым в спутниковой связи диапазоном. Поэтому до очень недавнего времени все существующие спутниковые приложения опробовались сначала в C-диапазоне.

Если говорить про интернет-доступ, то сетей массового ШПД для индивидуальных пользователей в C-диапазоне нет, но существует огромное количество корпоративных сетей, предоставляющих, в числе прочего, и доступ к информационным ресурсам. Решения в C-диапазоне не очень оптимальны (в первую очередь по цене) для частных абонентов, свободного ресурса практически нет. Так что C-диапазону остаются традиционные магистральные каналы и корпоративные сети.

X-диапазон активно используется в военной спутниковой связи, а также для дальней космической связи, например, с космическими аппаратами «Воянджер». Коммерческих операторов в X-диапазоне пока не наблюдается.

В Ku-диапазоне работают практически все классические VSAT-сети, многие операторы которых предоставляют услугу спутникового интернет-доступа. Развитие услуги в этом диапазоне ограничено, как и в случае C-диапазона, освоенностью

практически всего ресурса. В Ku-диапазоне работают все сети непосредственного телевидения и большое количество корпоративных, так что на долю спутникового интернет-доступа, появившегося на 10-15 лет позже, осталось не так много.

В России количество скоординированного ресурса Ku-диапазона пока позволяет развивать VSAT-сети и планировать массовую услугу спутникового интернет-доступа, но пока ресурс отсутствует физически. То есть просто не хватает спутников с подходящими энергетическими характеристиками. На 2011-2012 годы российские операторы — ГПКС и «Газпром» — планируют запуск новых космических аппаратов, что должно дать новый толчок к развитию сетей спутникового ШПД.

Ка-диапазон на сегодняшний день является самым перспективным диапазоном для развития систем ШПД для массового индивидуального пользователя. Определен на Всемирной конференции радиосвязи (ВКР) в 2003 году для организации мультимедийных услуг для низко-, среднеорбитальных и геостационарных систем.

Таблица 10.2 – Существующие сети Ка-диапазона

Сеть	Космический сегмент	Параметры лучей	Рабочий стандарт сети
WindBlue (США+Канада)	АНИКР (111° з.д.) 2004 г.	45 лучей, 0.7° по 625 МГц 6 лучей на одну ЦС	SurfBeam Стандарт DOCSIS 1.1
	WindBlue (111° з.д.) 2006 г.	35 лучей, 0.7° по 62.5 МГц 6 лучей на одну ЦС	
	АМС15 (105° з.д.) 2004 г.	12 лучей, 0.8° по 62.5 МГц 6 лучей на одну ЦС	
	Viasat-1 (77° з.д.) 2011 г.		
Hughes Net (США+Канада)	SpaceWay3 (95° з.д.) 2007 г.	112 RX (62.5 МГц) +24TX(125 МГц)	HN9000 Стандарт IPoS
	Jupiter (95° з.д.) 2012 г.		
iPSTAR (Азия+	iPSTAR (119.5° в.д.) 2005 г.	84 Ku-луча для потребителей, 14 Ка-	iCON TDM-OFDM/MF-TDMA

Австралия)		лучей для ЦС	
Astra2Connect (Центральная Европа)	Austra (19.2° в.д. и 23.5 в.д.) 2007 г. (Astra 3B 21/05/2010)		dvb-rcs
Eutelsat (Европа)	KA-Sat, 9° в.д.	82 луча, 0.4°, 250 МГц	SurfBeam 2 Стандарт DOCSIS 1.1

Таблица 10.3 – Перспективные системы Ка-диапазона

Сеть	Космический сегмент	Параметры лучей	Рабочий стандарт сети
Viasat	Viasat-1, 77° з.д. 2011 г.	80 лучей 0.4° по 250 МГц до 10 лучей на одну ЦС	SurfBeam 2 Стандарт DOCSIS 1.1
Eutelsat	Ka-Sat, 9° в.д.	82 луча, 0.4°, 250 МГц	SurfBeam 2 Стандарт DOCSIS 1.1
Hughes Net	Jupiter, 2012 г.	Нет данных	Стандарт IPoS
Avanti	Haylas 1 (33.5 в.д.) 2010 г.	8 лучей, 0.7°, (250- 108) МГц,	SurfBeam 2 Стандарт DOCSIS 1.1 Стандарт IPoS
	Haylas 2 (33.5 з.д.) 2012 г.	24 луча 0.7° и 1°, (230-120) МГц.	
Inmarsat Global Xpress	Inmarsat 5 - (3+2) Ка с 2014 г.	89 лучей каждый Ка	Нет данных

В двух приведенных выше таблицах указаны системы Ка-диапазона, которые работают только в этом диапазоне и рассчитаны только на предоставление ШПД. Помимо этого многие спутниковые операторы планируют (или уже реализовали) некоторое количество емкости Ка-диапазона для решения своих более ограниченных задач. Нам, разумеется, интересны планы ГПКС.

10.1. Спутниковые системы связи с использованием геостационарных ретрансляторов

Уникальной особенностью ГО является неподвижность (на практике — достаточно малая подвижность) ГСР относительно земной поверхности. Это позволяет [25]:

- во многих практических приложениях использовать на ЗС антенны с фиксированным наведением, что существенно удешевляет оборудование и позволяет

отказаться от услуг высококвалифицированного обслуживающего персонала;

- обеспечить непрерывность связи с использованием единственного ГСР;
- минимизировать негативное влияние доплеровского сдвига частоты;
- обеспечить почти непрерывное питание бортовой аппаратуры от первичного

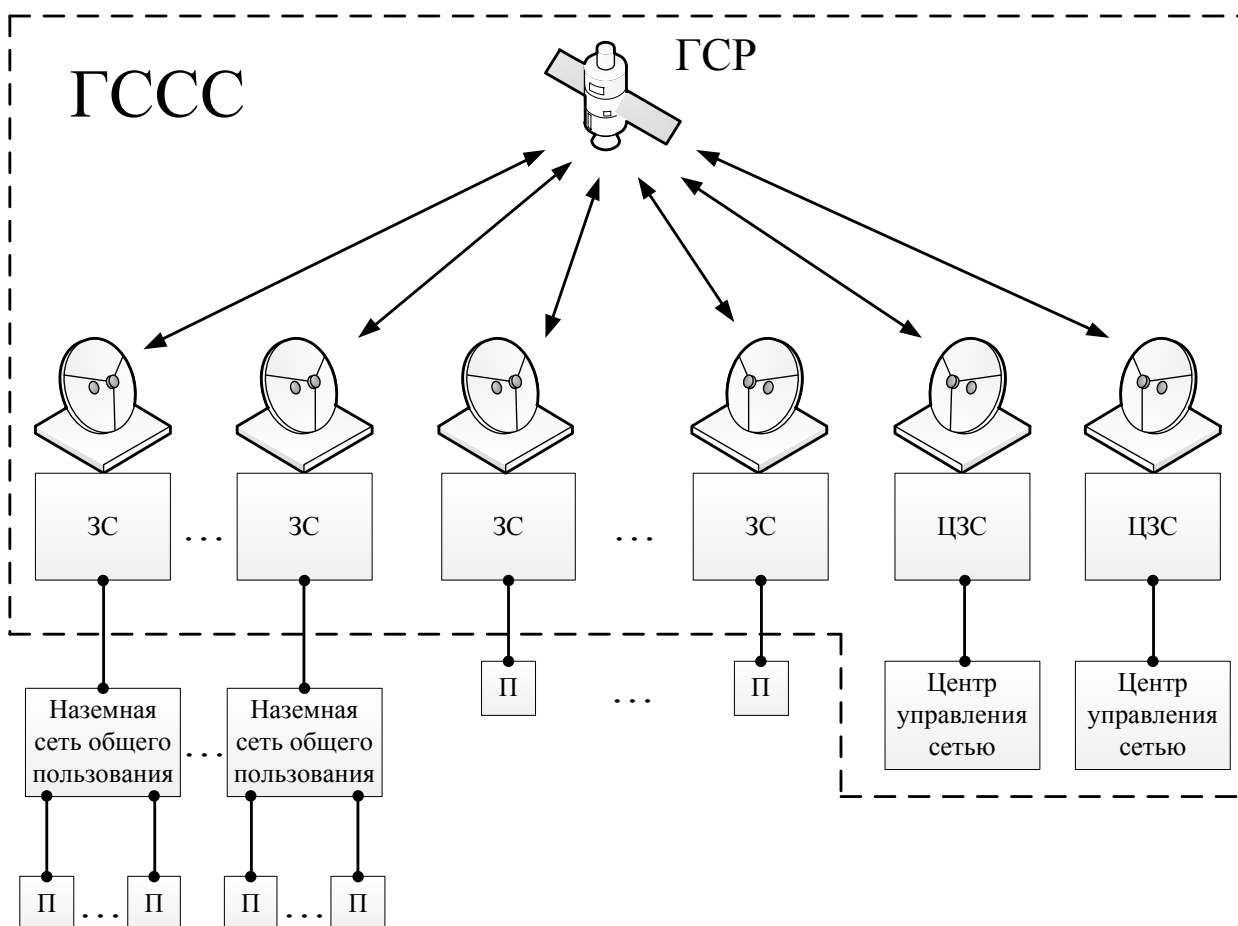
источника энергии («ночь» на ГО длится не более 72 минут).

Конфигурация типовой спутниковой сети связи, базирующейся на геостационарных спутниках-ретрансляторах (ГССС), приведена на рис. 10.1.

В состав ГССС обычно входят:

1. Один или несколько ГСР, образующих космический сегмент сети.
2. Совокупность земных станций (ЗС), оборудованных приемо-передающей аппаратурой, являющихся по отношению к сети источниками и потребителями информации.
3. Одна или несколько центральных станций (ЦС), обеспечивающих управление процессами информационного обмена и функционирования сети.
4. Командно-измерительная станция (КИС), обеспечивающая управление функционированием систем ГСР и коррекцию его движения по орбите.

Земные станции обмениваются между собой информацией через ГСР, который для этого должен, как минимум, принимать излучаемые передающими ЗС сверхвысокочастотные (СВЧ) сигналы, переносить частотный спектр принимаемых сигналов в другую область частот, усиливать и переизлучать преобразованные по частоте сигналы в направлении приемных ЗС.



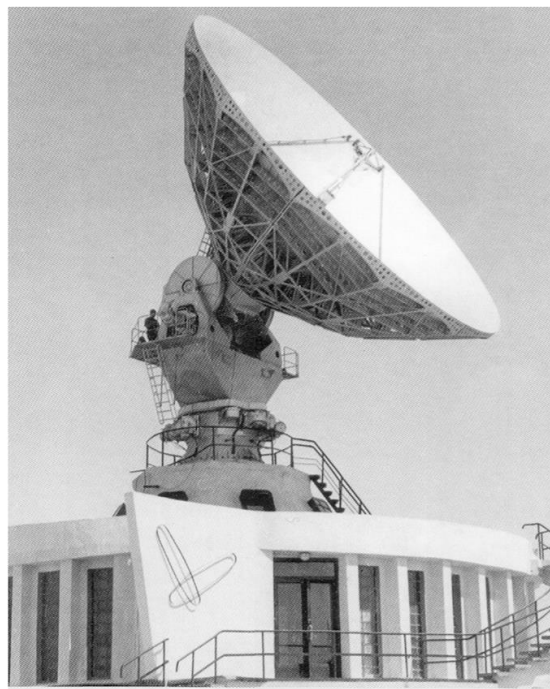
ЗС – земная станция, П – пользователь, ЦЗС – центральная земная станция, КИС – командная-измерительная станция

Рисунок 10.1 – Конфигурация типовой ГССС

Земные станции выполняют также функции узлов сопряжения (шлюзов) между наземными сетями (пользователями) и ССС. С этой целью в ЗС осуществляется преобразование форматов и протоколов передачи данных, используемых в наземных сетях, в форматы и протоколы, позволяющие эффективно использовать связные ресурсы спутниковых каналов. В зависимости от назначения и пропускной способности основные параметры и конструктивные особенности ЗС современных ГССС колеблются в широких пределах, начиная от портативных персональных терминалов типа «трубка в руке» с выходной мощностью в доли ватт и фиксированных малогабаритных станций с диаметром антенн 0,5-2 м с выходной мощностью 1-20 Вт (рис. 10.2а), до весьма громоздких конструкций с большими антеннами диаметром 25-30 м и передатчиками мощностью до десятков кВт, оформленных в виде специально построенных зданий в специально выбранных местах (рис. 10.2б).



а)



б)

Рисунок 10.2 – Антенны земных станций космической связи

Через ЦЗС центры управления сетью (NOC — Network Operation Center) координируют и протоколируют процесс функционирования сети. В частности, через ЦЗС осуществляется синхронизация всех ЗС в составе сети, обеспечивается процедура включения новых ЗС в сеть, распределяются между ЗС связные ресурсы сети, архивируются данные об использовании этих ресурсов каждым пользователем, осуществляется маршрутизация информационных потоков по каналам связи сети, выполняется тарификация. При помощи контрольно-измерительной станции сети центр управления полетом (FCC — Flight Control Center) получает и обрабатывает данные внешнетраекторных измерений параметров орбиты ГСР и поступающую с него телеметрическую информацию. На основании анализа этих данных формируются соответствующие управляющие воздействия, обеспечивающие штатный режим работы бортовых систем ретранслятора, которые в виде цифровых команд передаются на ГСР.

Одним из важных достоинств геостационарной орбиты является возможность обеспечения значительной области обслуживания. Размеры области обслуживания ограничиваются следующими условиями [25]:

1. В пределах области обслуживания угол возвышения, или, что то же самое, угол места антенн земных станций γ (угол между направлением на точку стояния ГСР и плоскостью местного горизонта) не должен быть менее некоторого порогового значения γ_{\min} , определяемого назначением сети. Малые углы возвышения приводят к возможности

затенения ГСР местными предметами, окружающими ЗС, к увеличению потерь полезного сигнала в атмосфере и шумов антенной системы ЗС, обусловленных радишумовым излучением Земли. Для сетей фиксированной спутниковой службы, в которых затенение можно исключить путем выбора места установки ЗС, угол γ ограничивается снизу величиной 10° - 12° . Для сетей же персональной подвижной службы угол возвышения ГСР над горизонтом должен быть не менее 30° .

2. В любой точке области обслуживания при заданных параметрах ЗС на линии связи должны обеспечиваться энергетические соотношения не хуже заданных.

Перечислим основные характерные особенности радиоканалов связи через ГСР:

1. Спутниковые каналы из-за их значительной протяженности (35875 - 41000 км) задерживают сигналы на сравнительно большое время (задержка распространения) — 120-136 мс в одном направлении. При направленной передаче информации такая задержка не существенна, но при интерактивной связи (телефония, видеоконференцсвязь, мультимедийные приложения и т.д.) она может приводить к ощутимым неудобствам. Наличие задержки усложняет и снижает эффективность управления процессом информационного обмена в сети, которое применяется с целью более экономного использования связных ресурсов.

2. Спутниковые радиоканалы в значительной степени подвержены воздействию внешних источников шумов и помех естественного и искусственного происхождения.

3. Большая дальность связи приводит к значительному ослаблению сигналов в свободном пространстве (рассеянию энергии и поглощению мощности в различных слоях атмосферы), что в сочетании с большим уровнем внешних шумов требует для обеспечения заданной достоверности передачи информации весьма значительных энергозатрат. Стремление снизить эти затраты и повысить пропускную способность ГССС обуславливает необходимость использования оптимальных или близких к ним структур передаваемых радиосигналов и способов их обработки.

4. Спутниковые каналы связи являются каналами с переменными параметрами, что обусловлено неопределенностью положения ГСР в пространстве, его ориентации и, главным образом, разбросом параметров атмосферы Земли на трассе распространения радиосигналов. Коэффициент передачи по мощности канала изменяется во времени, причем характер этого изменения содержит регулярную и случайную составляющие.

ГСР, как космическая станция, включает в себя следующие основные системы:

1. Бортовой ретрансляционный комплекс (БРТК), являющийся полезной нагрузкой ГСР и выполняющий все необходимые сетевые функции космического сегмента.

2. Систему коррекции орбиты.
3. Систему ориентации.
4. Систему энергообеспечения.
5. Систему терморегулирования, поддерживающую температурный режим аппаратуры ГСР в пределах, обеспечивающих её нормальное функционирование.
6. Информационно-управляющую систему, обеспечивающую взаимодействие с командно-измерительной станцией, сбор и обработку измерительной информации, формирование, распределение и исполнение различных команд, обеспечивающих необходимые режимы работы систем ГСР.

Обычно системы энергообеспечения, терморегулирования, командно-измерительная, защитные экраны выполняются в виде единой космической платформы, на которой могут быть установлены БРТК различных типов и назначения. В последнее время все чаще используются бесконтейнерные негерметизированные конструкции, обеспечивающие лучшие массогабаритные характеристики.

Теоретически неподвижный относительно земной поверхности ГСР на практике дрейфует относительно своей номинальной точки стояния, что обусловлено неизбежным отличием параметров орбиты от номинальных и влиянием различных возмущающих воздействий. Смещение ГСР относительно рабочей позиции имеет периодическую и регулярную составляющие, возникающие по следующим причинам:

- при отличии угла наклона орбиты от нулевого спутник колеблется относительно рабочей точки в направлении север-юг с периодом 24 часа и амплитудой равной углу наклона орбиты;
- при отличии орбиты ретранслятора от круговой он совершает суточные колебательные смещения относительно точки стояния в направлении восток — запад, причем амплитуда смещения пропорциональна эксцентриситету орбиты;
- если период вращения ГСР менее 24 часов, он «уходит» из рабочей точки в восточном направлении, а в противном случае — в западном;
- переменность во времени вектора гравитационного притяжения в связи с изменением пространственного расположения Земли, Солнца и Луны, давление света, потоки космических частиц и другие дестабилизирующие факторы приводят к суточным, месячным и годовым циклическим, а также направленным смещениям ГСР относительно номинальной точки стояния.

На практике перечисленные факторы действуют одновременно и приводят к сложной траектории движения ГСР в пространстве, причем, если не приняты специальные

меры, спутник постепенно увеличивает амплитуду своих колебаний и перестает выполнять свою целевую функцию.

10.2. Спутниковые системы связи с использованием негеостационарных ретрансляторов

В настоящее время наряду с ГССС уже успешно функционируют системы, которые могут обеспечить своим пользователям более широкий спектр услуг с более высоким качеством. Это ССС на негеостационарных орбитах (НССС), включая низкоорбитальные сети — LEO, в состав орбитальных группировок которых входят от десятков до сотен космических аппаратов (КА). Последние успехи в области микроэлектроники и космических технологий позволили удешевить массовое производство космических аппаратов данного типа.

Необходимость предоставления широкого класса услуг подвижным абонентам, абонентам в малонаселенных и труднодоступных районах, в районах Крайнего Севера и приполярных областей, а также совершенствование конструкции и технологии производства бортовых радиотехнических комплексов в совокупности с применением новых информационных технологий значительно повысили интерес к этим сетям связи.

Современные условия характеризуются непрерывным расширением рынка и качества новых услуг связи, которые в сочетании с отсутствием развитой инфотелекоммуникационной структуры большинства стран мира обуславливают актуальность решения задачи по использованию новых нетрадиционных технологий при сравнительно небольших финансовых затратах. Одним из решений этой задачи является использование НССС.

Ранее НССС широко использовались исключительно в военных целях и реже — в научных. Но в последние годы мировому сообществу были успешно продемонстрированы технологические преимущества данных сетей. Правда, этого нельзя сказать об использованных в них бизнес-моделях (в частности, из нескольких компаний, развернувших низкоорбитальные спутниковые сети, НССС LEO Iridium и Globalstar воспользовались для защиты от кредиторов соответствующими статьями закона о банкротстве).

Как уже упоминалось ранее, ГССС имеют такие существенные недостатки, как [25]:

1. Большое время распространения радиосигналов между абонентами (около 250 мсек), что приводит к появлению эффекта эха. Эта же причина объясняет и высокую стоимость наземных станций ГССС (особенно станций-шлюзов при передаче

информационных потоков на скоростях свыше 2 Мбит/с) из-за необходимости обеспечения требуемых энергетических характеристик космических радиолиний. Каждая ЗС представляет в этом случае достаточно громоздкую сложную конструкцию, для размещения которой не всегда легко отыскать место (особенно в городе) и обеспечить её сопряжение с наземными сетями связи. Это привело к тому, что ГССС обладают высокой стоимостью эксплуатации, требуют использования мощных передатчиков, используют в основном стационарные ЗС с зеркальными параболическими антеннами, имеют ограничения по мобильности абонентов. К тому же и стоимость терминалов составляет свыше нескольких тысяч долларов.

2. Пространственный дефицит для размещения новых СР на геостационарной орбите (в частности, из-за необходимости обеспечить требования электромагнитной совместимости различных ССС).

3. Невозможность предоставления услуг связи в высоких широтах и др.

Этих недостатков нет у НССС, либо они выражены в меньшей степени. Основными особенностями НССС по сравнению с ГССС являются:

- меньшая высота орбит КА (от 700-1500 км - у LEO, до 10000-20000 км - у МЕО, и, как следствие, существенно меньшая задержка распространения сигналов;
- небольшие энерго- и массогабаритные характеристики космических аппаратов. Например, масса низкоорбитальных КА, как правило, не превышает 250-750 кг;
- высокая скорость изменения топологии сети и малая продолжительность времени радиовидимости (например, в LEO средняя продолжительность времени радиовидимости и неизменной топологии каналов связи составляет только 6-7 минут). Вследствие этого в конце 80-х годов точное предварительное позиционирование антенн абонентов было сложно реализовать. Но сейчас данная проблема решена с помощью фазированных антенных решеток;
- высокие доплеровские сдвиги частот (около +/-40 кГц в L-диапазоне);
- использование более высоких, чем для ГССС, углов возвышения антенн терминалов, например 20°-40°, что обеспечивает надежность связи около 99,9%, и др.

Другие отличия LEO НССС от ГССС приведены в таблице 9.3 (в таблице условно LEO разбиты на два класса: небольшие (весом до 125 кг) и большие (весом до 500-700 кг).

Первой коммерческой являлась LEO-система Iridium. Каждый из 66 спутников Iridium действует как коммутатор, маршрутизируя вызовы непосредственно с одного на

другой. Поэтому два пользователя телефонов НССС Iridium, находящиеся в любой точке мира, могут связываться между собой независимо от какой-либо наземной инфраструктуры через межспутниковые линии связи. Iridium является единственной системой, которая охватывает 100% поверхность земного шара.

Для уменьшения стоимости и сложности сети связи в НССС Globalstar используется меньшее число КА в орбитальной группировке, а абонентский трафик направляется от спутников-ретрансляторов к станциям-шлюзам и далее по наземной телекоммуникационной инфраструктуре. На рисунке 10.3 представлена зона покрытия системы GlobalStar.

Орбитальные группировки (ОГ) НССС Iridium и Globalstar были выбраны таким образом, чтобы в зоне видимости абонента находился один или более спутник-ретранслятор. Системы другого класса, например Orbcomm и «Гонец» (Gonetz), предоставляют более дешевый, ориентированный на передачу данных, сервис по доставке сообщений в режиме нереального времени. Если спутник отсутствует в зоне радиовидимости наземного терминала, то данные, предназначенные для передачи, хранятся в его запоминающем устройстве до момента входа спутника в его зону видимости и только после этого передаются [25].

В НССС ICO, которая относится к классу МЕО — среднеорбитальных систем, задержка и её вариация имеют промежуточные значения между значениями для LEO и GEO. Это обстоятельство свидетельствует о привлекательности систем МЕО для предоставления интегральных услуг связи. Корпорация Hughes также намеревается вывести на орбиту один спутник МЕО в качестве «орбитального резерва» для своей ГССС Spaceway, зону обслуживания которой составляет Северная Америка (Spaceway должна стать платформой для широкополосной версии DirecPC со скоростью передачи до 6 Мбит/с, при этом в ней не будет эхо-сигналов). Orbital Sciences в своей системе Orb Link для охвата всей поверхности Земли будет также использовать спутники МЕО с передачей в V-диапазоне (38 и 48 ГГц).

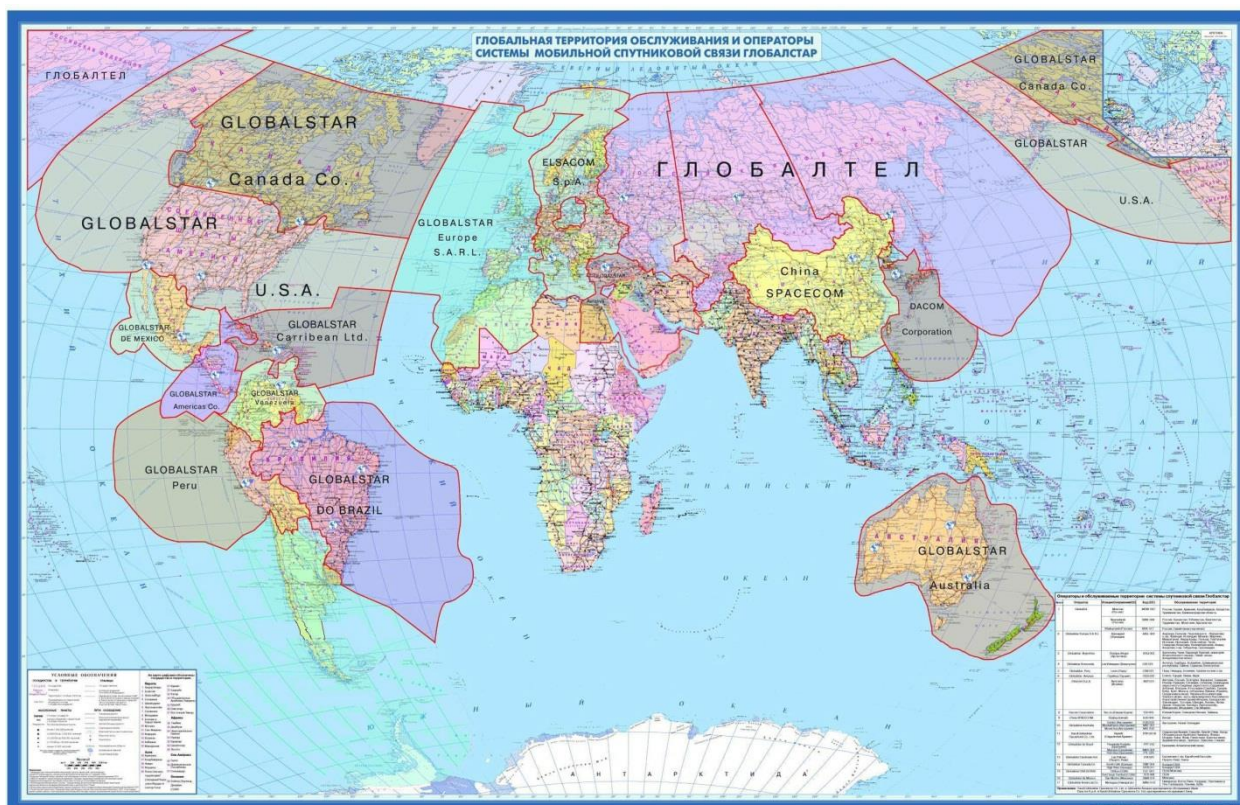


Рисунок 10.3 – Зона покрытия системы GlobalStar [31]

Таблица 10.4 – Основные качественные характеристики НССС и ГСС

Характеристика	Небольшие LEO	Большие LEO	Геостационарные
Параметры орбиты	Около 2000 км	от 750 до 1300 км	36000 км
Диапазон частот	около 500 МГц; 1,6 и 2,5 ГГц	1,6 и 2,5 ГГц	19 и 29 ГГц
Масса, кг	40-125	350-500	до 1200
Число спутников	2-48	12-66; Teledesic - 288	1-12
Сложность системы	Низкая	Высокая	В целом высокая
Цена построения, запуска и использования	Низкая	Очень высокая	Высокая и очень высокая
<i>Технические характеристики системы</i>			
Необходимая мощность	Низкая	Низкая	Высокая
Терминал	Ручной	Ручной	Стационарный
Тип антенны	Слабонаправленная (штыревая)	Слабонаправленная (штыревая)	Направленные зеркальные антенны
Ограничения по перемещению	Средние	Высокие	Очень высокие
<i>Условия распространения радиоволн</i>			
Чувствительность к затуханию в дожде	Низкая	Средняя	Высокая
Степень проникновения через листву	Высокая	Низкая	Низкая

Степень проникновения в здания	Низкая	Низкая	Очень низкая
Интерференция из-за многолучевости	Средняя	Высокая	Высокая
Шумовые	Высокие	Средние	Средние
<i>Доступный сервис</i>			
Определение местоположения	Да	Да	Да
Фиксированный	Да	Да	Да
Мобильный терминал	Да	Да	Да
Передача данных	Да	Да	Да
Передача речи	Да	Да	Да
Стоимость терминала, \$	50-500	более 1000	Более 2000
Месячная абонентская плата	Низкая	Высокая	Высокая

Теперь обобщим все преимущества и недостатки систем, использующих негеостационарные орбитальные группировки ретрансляторов. Как очевидно, негеостационарными группировками спутников-ретрансляторов являются СР, размещенные на круговых орбитах высотой менее геостационарной, а также на эллиптических орбитах. Разновидности орбит ретрансляторов, используемых в ССС, показаны на рис. 10.4 [25].

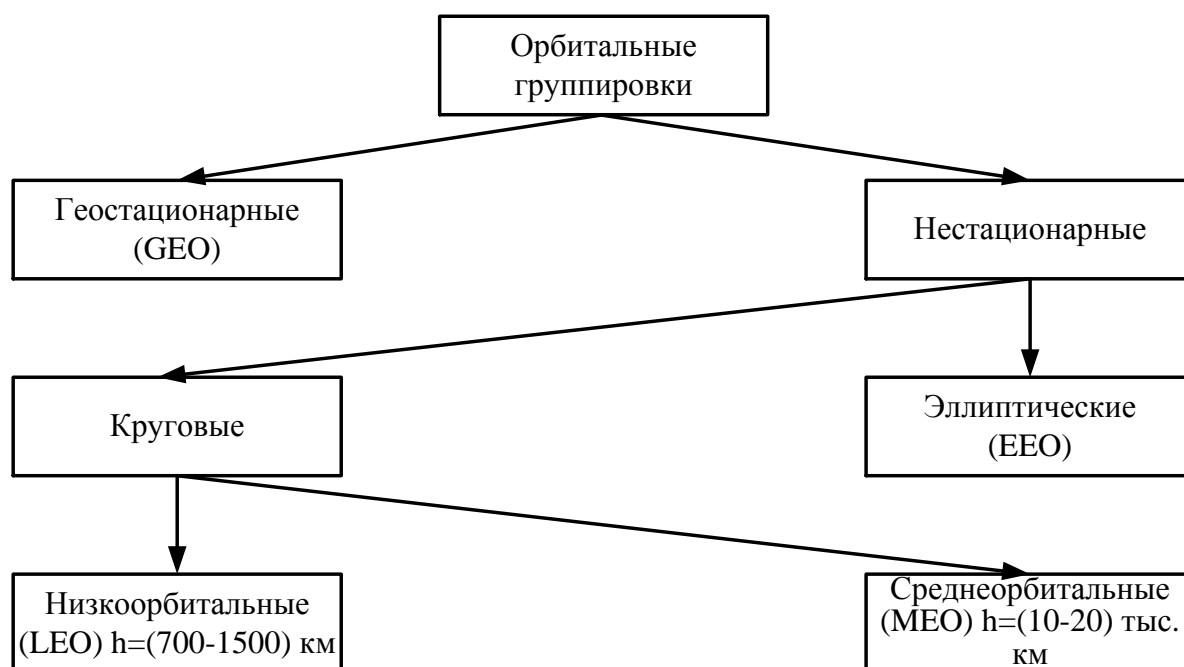


Рисунок 10.4 – Орбиты спутников связи

Эллиптические орбиты ЕЕО (Elliptical Earth Orbit) привлекательны для избирательного покрытия одного из земных полушарий. На рис. 10.5 показана 12-часовая

эллиптическая орбита, покрывающая, за исключением приэкваториального пояса, северное полушарие [28]. Высота точки перигея орбиты выбирается минимально возможной с учетом дестабилизирующего влияния остаточной атмосферы Земли и составляет примерно 500 км. Поскольку скорость движения СР по орбите возрастает по мере уменьшения ее высоты, он быстро пересекает на низких высотах южное полушарие и при угле наклона орбиты около 90 градусов в течение длительного времени «зависает» над северным. Высота точки апогея 12-часовой эллиптической орбиты сопоставима с высотой геостационарной орбиты и составляет примерно 40000 км. Для непрерывного покрытия полушария во времени достаточно трех спутников, длительность сеанса связи с каждым из которых равна 8 часов. Орбиты с аналогичными параметрами впервые были использованы для советских радиовещательных спутников раннего поколения «Молния», поэтому их часто называют орбиты типа Молния (Molniya Orbit). Наряду с отмеченными достоинствами, эллиптическим орбитам присущи и существенные недостатки: значительное изменение дальности в течение сеанса связи, большой доплеровский сдвиг частоты, необходимость использования на ЗС следящих антенных систем, сложность и высокая стоимость вывода тяжелых спутников связи на орбиты с большим углом наклона.

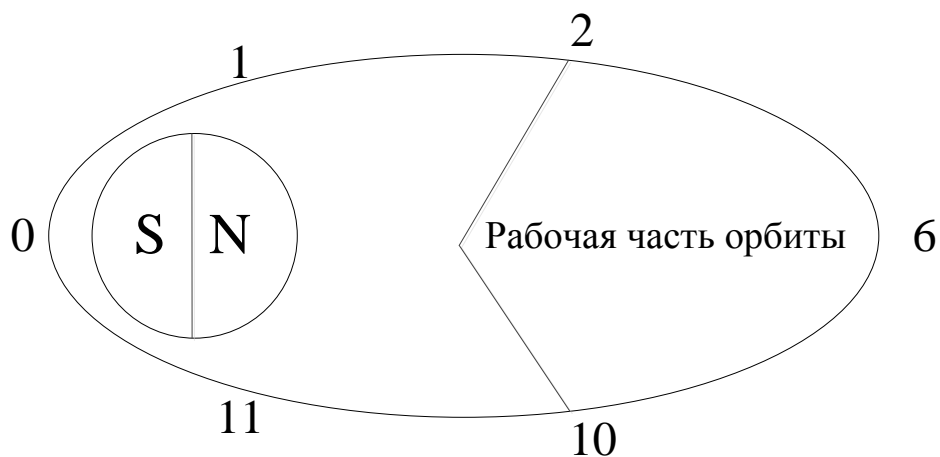


Рисунок 10.5 – Эллиптическая орбита

Данный класс орбитальных группировок имеет следующие особенности:

- использование нового природного ресурса — псевдогеостационарной орбиты, реализующей принципы геостационарной, но на широтах 63°;
- значительные углы видимости на территориях выше широты 35°, где расположены государства с максимальным объемом трафика — Европа, США, Канада, а также Россия и страны СНГ. Как следствие этого — устойчивая работа в условиях пересеченной местности и городской застройки;

- возможность поэтапного развертывания широкомасштабной системы спутниковой связи с практически глобальным покрытием, запуска в коммерческую эксплуатацию уже на первом этапе с относительно небольшими начальными финансовыми вложениями;
- возможность использования РН легкого класса, отсутствие квот и очередей на запуски спутников системы.

Высота круговых орбитальных группировок на низких орбитах LEO лежит в пределах от 700 до 1500 км. Ограничение снизу обусловлено наличием остаточной атмосферы Земли, а сверху — околоземными радиационными поясами Ван Аллена, снижающими надежность и долговечность главным образом первичных источников питания, а также радиоэлектронной аппаратуры. Как уже отмечалось ранее, низкоорбитальные ретрансляторы принято подразделять на небольшие (Little LEO) и большие (Big LEO).

Простые и дешевые малые ретрансляторы в НССС используются для низкооперативной передачи коротких цифровых сообщений, в том числе и речевых в цифровой форме. Интерактивный режим информационного обмена не предусматривается. Орбитальные группировки таких ретрансляторов делают некорректируемыми, что позволяет существенно снизить стоимость космического и наземного сегментов сети и, соответственно, предоставляемых информационных услуг. В процессе функционирования вследствие воздействия различных дестабилизирующих факторов параметры орбит ретрансляторов изменяются, поэтому обеспечить полное покрытие области обслуживания практически невозможно. В подобных сетях передача сообщений обычно осуществляется в режиме электронной почты и сводится к следующему: пользователь-отправитель цифрового сообщения набирает его на своем терминале и включает его в режим прослушивания. Формат сообщения предусматривает включение в его служебную часть адресов отправителя и получателя, а также информации об объеме сообщения. Когда, спустя некоторое время ожидания $t_{ож} \geq 0$, терминал оказывается в зоне обслуживания одного из ретрансляторов группировки, он получает от ретранслятора значения частот информационных каналов и ответного канала и передает свои сообщения на спутник с использованием протоколов множественного доступа Р- или S-Aloha. При передаче более объемных сообщений могут быть использованы протоколы с предоставлением каналов по требованию. Правильно принятое сообщение демодулируется ретранслятором и заносится в бортовую память. Далее, в течение некоторого времени переноса $t_n \geq 0$, сообщение

физически переносится ретранслятором до тех пор, пока в зоне его обслуживания либо не окажется терминал пользователя-получателя, на который оно и «сбрасывается», либо земная координирующая станция, которая осуществляет ретрансляцию данного сообщения по наземной сети связи или через другой спутник-ретранслятор, время пролета которого к терминалу получателя меньше, чем данного ретранслятора. Для обеспечения нормального функционирования сети каждый ретранслятор должен непрерывно обновлять и пополнять текущий список адресов пользователей, находящихся в данный момент времени в зоне его обслуживания (такой подход часто называют сетью со «скользящими» зонами обслуживания). Время ожидания сеанса связи $t_{ожс} \geq 0$ может колебаться от нескольких миллисекунд до нескольких минут. Время переноса $t_n \geq 0$ лежит в пределах от миллисекунд (если отправитель и получатель находятся в зоне обслуживания одного и того же ретранслятора) до нескольких часов. Упрощенные прототипы рассматриваемых сетей на базе малых низкоорбитальных ретрансляторов начали эксплуатироваться еще со второй половины 60-х годов, например система Courier (США). Аналогичная система чуть ранее была создана и в бывшем СССР. С целью привлечения пользователей подобных систем необходимо повышать их оперативность и расширять круг информационных услуг. Оперативность может быть резко увеличена путем использования межспутниковых каналов (линий) связи (ISL Inter-Satellite Links). В пределах зоны обслуживания возможна организация телефонных каналов. Однако наличие в подобных системах «скользящей» зоны обслуживания не гарантирует представления телефонного канала даже паре близкорасположенных пользователей и необходимую длительность установления соединения. Примерами сетей, использующих малые ретрансляторы, являются системы Гонец, Orbcomm, Starsys.

Большие низкоорбитальные ретрансляторы используются в СССР, обеспечивающих полное покрытие области обслуживания с нулевым временем ожидания

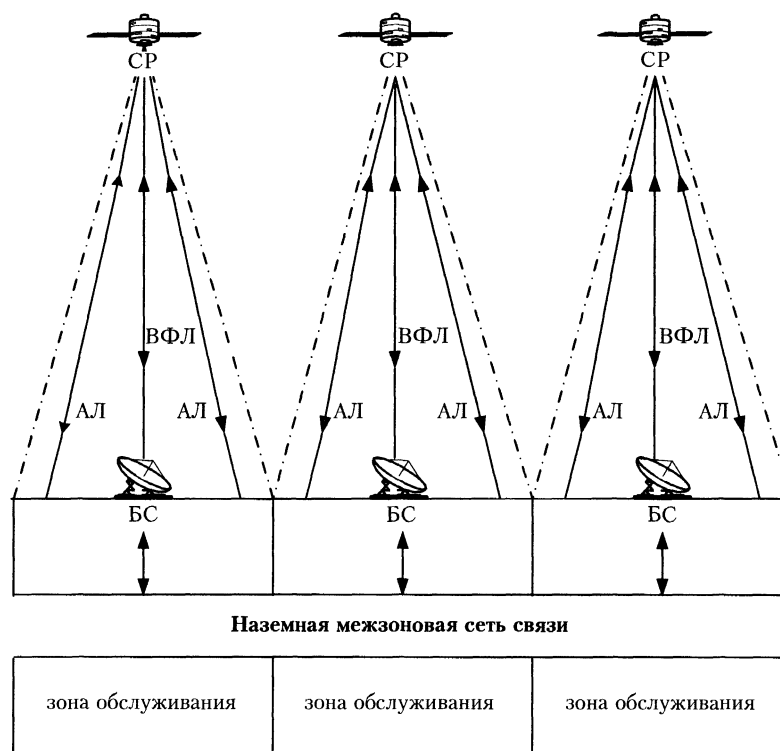
сеансов связи, что позволяет поддерживать интерактивный режим информационного обмена между любой парой пользователей в масштабе времени, близком к реальному. При этом во избежание возникновения «брешей» в области обслуживания необходимо с весьма высокой точностью поддерживать расчетные баллистические параметры орбитальной группировки, что возможно лишь при периодической коррекции этих параметров в процессе эксплуатации сети. Для этого каждый ретранслятор снабжается системой коррекции орбиты (двигательная установка +

соответствующий запас топлива + подсистема приема, распределения и исполнения команд), а наземный сегмент дополняется командно-измерительными станциями.

В основе построения ССС на базе больших низкоорбитальных ретрансляторов лежит принцип, аналогичный используемому в наземных сотовых сетях связи. Область обслуживания сети разбивается на ряд фиксированных зон обслуживания. Геометрические размеры и размещение зон обслуживания на поверхности Земли определяются концепцией построения сети, в частности параметрами орбитальной группировки ретрансляторов. Каждый из пользователей сети «приписывается» к конкретной зоне обслуживания. В любой момент времени каждая зона обслуживается как минимум одним из ретрансляторов группировки. Динамика движения спутников по орбитам и вращение Земли приводят к тому, что одна и та же зона обслуживается в различные интервалы времени разными ретрансляторами. В результате возникает необходимость в реконфигурации каналов связи сети, поскольку часть каналов «разрывается» и заменяется вновь организуемыми каналами. Реконфигурация каналов отрицательно сказывается на качестве информационного обмена, и следует стремиться к минимизации частоты этих событий. Количественной оценкой частоты реконфигурации каналов связи является средняя (или, что менее объективно, максимальная) продолжительность сеанса связи ретранслятора с зоной обслуживания.

Первые проекты глобальных НССС появились в конце 70-х — начале 80-х годов. Предлагались достаточно сложные группировки с ретрансляторами на орбитах разной высоты и наклона (в пределах одной сети). Позднее общепризнанными стали ОГ с ретрансляторами, размещенными на орбитах одинаковой высоты и наклона, с равномерным распределением плоскостей орбит в пространстве, а ретрансляторов — в пределах каждой плоскости. Основными параметрами подобных группировок являются [25]:

- высота орбиты — h ;
- угол наклона орбитальных плоскостей — i ;
- количество орбитальных плоскостей — n_n ;
- число спутников в каждой орбитальной плоскости — n_c ;
- общее число спутников в группировке $n = n_n \cdot n_c$.



СР – спутник ретранслятор, БС – базовая станция, АЛ – абонентская линия, ВФЛ – внутрizonовая фидерная линия

Рисунок 10.6 – Организация межзональной связи при помощи наземных каналов

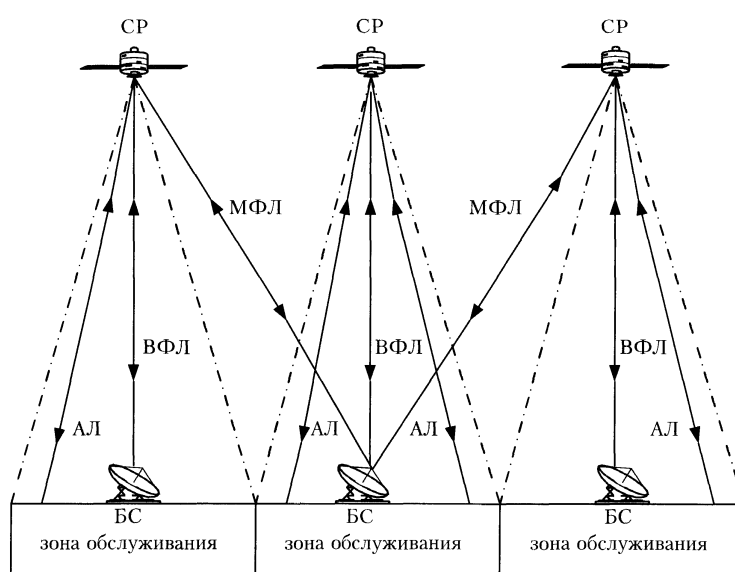
Одной из ключевых проблем при разработке НССС является организация межзонального информационного обмена, необходимого для поддержания связи между пользователями, находящимися в разных зонах обслуживания. Для этого необходима межзональная сеть связи (МСС). Вне зависимости от способа организации каналов связи между зонами к МСС предъявляются следующие основные требования:

- топология сети должны быть разветвленной настолько, чтобы обеспечивать приемлемо малые задержки при передаче;
- топология сети должна быть максимально устойчивой во времени, иначе возникает необходимость реконфигурации каналов связи МСС, что существенно ухудшает качество связи.

Рассмотрим основные преимущества и недостатки возможных вариантов организации межзональной сети связи.

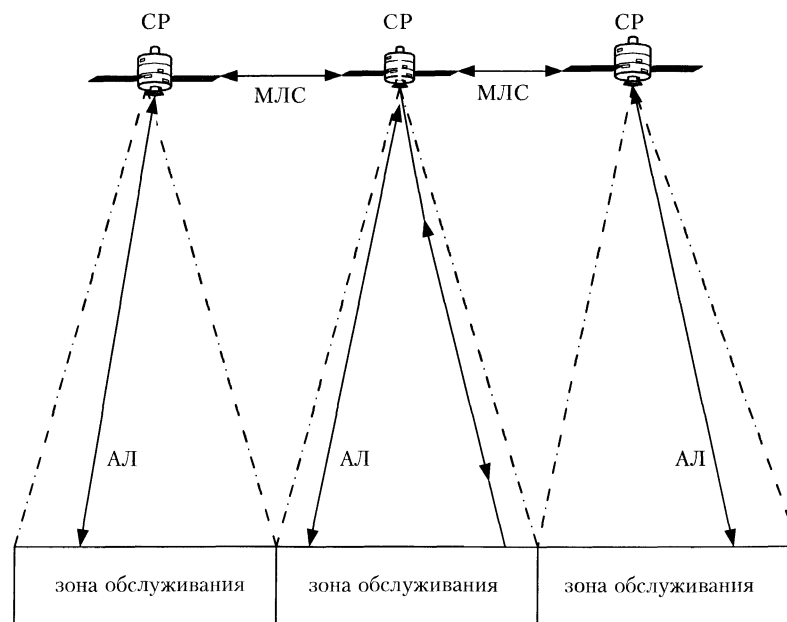
1. С использованием наземных (кабельных, волоконно-оптических, радиорелейных) каналов связи (рис. 10.6). В этом случае в каждой зоне обслуживания размещается наземная базовая станция (БС), соединенная со спутником с помощью внутрizonовой фидерной линией, которая привязана к той же контролируемой зоне обслуживания. Основным достоинством рассматриваемого варианта является возможность

использования простых и относительно дешевых спутников с непосредственной ретрансляцией. Для организации фидерной линии БС и СР должны быть оборудованы слеящими антенными системами с узкими сканирующими лучами. Пространственное разделение узконаправленных фидерных линий позволяет использовать в них одинаковые диапазоны частот. Концептуально рассматриваемый вариант наиболее близок к наземным сотовым сетям связи: ретрансляторы, соединенные с соответствующими БС фидерными линиями, выполняют функции «высоких антенн» сотовой сети. Информационный обмен между пользователями, например, при коммутации сообщений осуществляется следующим образом. Отправитель передает по абонентской линии сообщение на обслуживающий его зону ретранслятор, который по фидерной линии пересылает его без обработки в БС-зоны, БС демодулирует и декодирует сообщение, выявляет адрес получателя и принадлежность его к одной из зон обслуживания сети. Если получатель находится в пределах зоны обслуживания данной БС, то БС по фидерной линии возвращает его тому же ретранслятору, который и доводит его до получателя. В противном случае БС определяет другую станцию, контролирующую зону обслуживания получателя, выбирает оптимальный маршрут и пересылает к ней сообщение по наземной сети. Аналогичные процессы происходят при коммутации пакетов и каналов с той разницей, что при коммутации каналов подобным образом обрабатываются запросы (вызовы) на установление канала связи. Топология МСС в рассматриваемом случае не зависит от времени, поэтому установленные соединения «разрываются» только при реконфигурации абонентских и фидерных линий. Сложность и стоимость космического сегмента сети среди возможных вариантов минимальные, а сложность наземного сегмента — максимальная.



СР — спутник-ретранслятор, БС — базовая станция, АЛ — абонентская линия, ВФЛ —
внутризоновая фидерная линия, МФЛ — межзоновые фидерные линии

Рисунок 10.7 – Организация межзоновой связи с использованием ретрансляторов группировки и базовых станций [25]



СР — спутник-ретранслятор, БС — базовая станция, АЛ — абонентская линия, МЛС —
межспутниковые линии связи

Рисунок 10.8 – Организация межзоновой связи при помощи межспутниковых линий связи

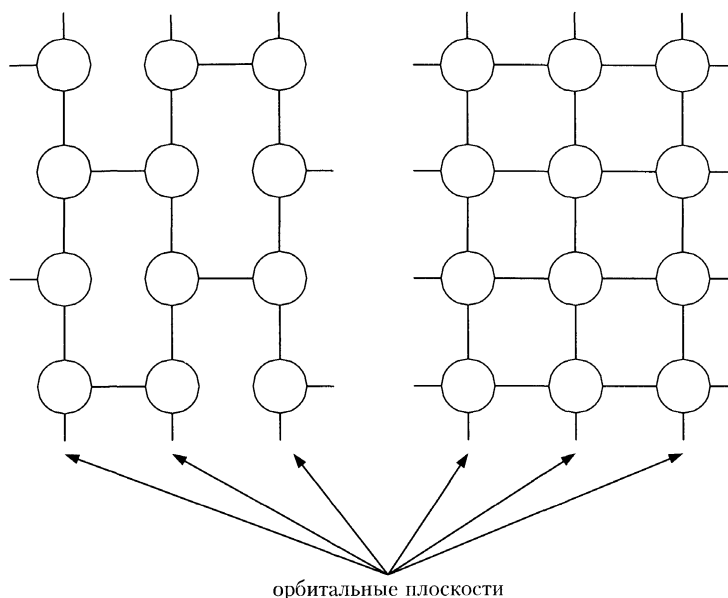


Рисунок 10.9 – Топология сети межзоновой связи

2. Использование для связи между базовыми станциями ретрансляторов группировки (рис. 10.7). В этом случае, как и в предыдущем, возможно использование спутников с непосредственной ретрансляцией, но поскольку они передают не только внутри-, но и

межзоновый трафик, их пропускная способность должна быть выше. Дополнительно ретранслятор оборудуется для замыкания межзоновых линий тремя-четырьмя приемными узкими сканирующими лучами. БС также усложняются, поскольку они поддерживают фидерную линию и 3-4 межзоновых линий (БС должны быть оборудованы 4-5 узкими сканирующими лучами). Наземные каналы исключаются. Маршрутизация информационных потоков осуществляется в базовых станциях. Канал связи между парой пользователей, расположенных в разных зонах обслуживания, образуется цепочкой абонентских, внутрizonовых и межзоновых фидерных линий. В рассматриваемом случае требуется частая реконфигурация всех линий, поэтому вероятность «разрыва» установленного соединения, если не приняты специальные меры, достаточно велика (особенно для «длинных» каналов).

3. Использование для связи между зонами обслуживания межспутниковых каналов (линий) связи (МЛС) (рис. 10.8). В этом случае необходимость в использовании БС отпадает, поскольку все их функции возлагаются на ретрансляторы. Очевидно, что для этого необходимы ретрансляторы с полной обработкой (демодуляция-модуляция, коммутация на видеочастоте). Связность между зонами обслуживания обеспечивается тремя-четырьмя межспутниковыми каналами на каждый ретранслятор. Динамика взаимного перемещения ретрансляторов группировки небольшая и реконфигурация межспутниковых каналов требуется только вблизи точки пересечения орбитальных плоскостей. Поэтому вероятность «разрыва» установленного соединения существенно ниже, чем в предыдущем рассмотренном случае.

Топология МСС при использовании 3- и 4-межспутниковых каналов (межзоновых линий) показана на рис. 10.9.

Качественные характеристики возможных способов организации в межзоновой связи приведены в таблице 10.4.

Таблица 10.4 – Характеристики возможных способов организации межзоновой связи

Способ межзоновой связи	Через БС и наземные каналы	Через БС и СР	Через СР
Наличие наземных каналов связи	+	-	-
Наличие базовых станций	+	+	-
Наличие межспутниковых каналов связи	-	-	+
Сложность и стоимость космического сегмента	Низкая	Средняя	Высокая

Сложность и стоимость базовых станций	Низкая	Высокая	-
Сложность и стоимость наземного сегмента	Высокая	Средняя	-
Вероятность разрыва установленного соединения	Низкая	Высокая	Низкая

В пользу круговых ОГ на низких и средних орбитах по сравнению с геостационарными обычно приводятся следующие аргументы:

1. Поскольку затухание сигналов в свободном пространстве прямо пропорционально квадрату расстояния, относительно небольшая дальность связи при прочих равных условиях позволяет существенно снизить требования к энергетическим характеристикам аппаратуры пользователей и ретрансляторов. Это дает возможность, в частности, поставить на рынок новые привлекательные информационные услуги — высокоскоростную персональную фиксированную спутниковую связь и глобальную персональную подвижную связь по ценам, приемлемым для широкого круга пользователей.
2. Относительно небольшая дальность связи обеспечивает небольшие задержки распространения, что позволяет организовать интерактивный режим информационного обмена пользователей в масштабе времени, близком к реальному (при использовании ГСР задержка распространения составляет 250-270 мс).
3. Рассредоточенность негеостационарных спутников над поверхностью Земли позволяет обеспечить работу пользователей при больших углах возвышения ретрансляторов практически в любой точке земной поверхности. Область обслуживания ГСР при минимально допустимом угле возвышения 10° простирается по широте в пределах $\pm 70^\circ$, а при увеличении минимально допустимого угла возвышения до 30° сокращается до $\pm 50^\circ$.

Оценим влияние высоты орбиты СР на требования к энергетическим характеристикам абонентских терминалов и ретрансляторов. Рассмотрим рис. 9.10. Зафиксируем угловой размер зоны обслуживания α — угол обзора зоны из центра Земли. Пусть ретранслятор неподвижен относительно зоны обслуживания и его подспутниковая точка совпадает с центром зоны. Тогда, с использованием соотношений элементарной тригонометрии, легко получить:

- угол обзора зоны обслуживания со спутника:

$$\beta = \left[180^\circ - \frac{\alpha}{2} - 2 \arctg \left(\frac{h}{(2r_3 + h) \operatorname{tg} \left(\frac{\alpha}{4} \right)} \right) \right], \quad (10.1)$$

где h - высота орбиты ретранслятора,

- максимальная дальность связи:

$$r = r_3 \frac{\sin(\alpha/2)}{\sin(\beta/2)}. \quad (10.2)$$

Рассмотрим две орбиты с высотами h_1 и h_2 ($h_2 > h_1$) с соответствующими параметрами r_1, β_1 и r_2, β_2 . Относительный энергетический проигрыш более высокой орбиты за счет увеличения дальности связи составит $(r_2/r_1)^2$. С другой стороны, при увеличении высоты орбиты уменьшается угол обзора зоны обслуживания со спутника, что приводит к необходимости использования антенн с лучшими характеристиками направленности.

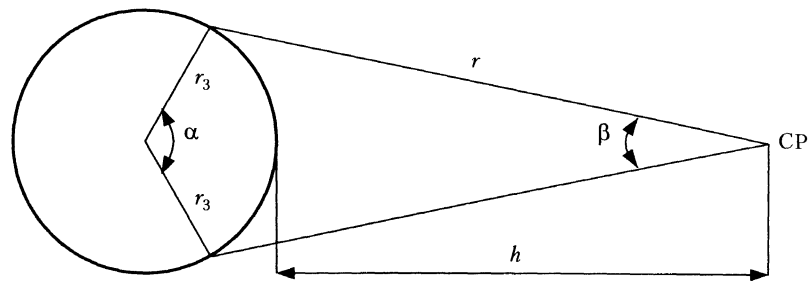


Рисунок 10.10 – Геометрические соотношения при оценке энергетических затрат

Поскольку эффективная площадь приемных антенн и коэффициент усиления передающих обратно пропорциональны квадрату ширины диаграммы направленности, то величина относительного выигрыша равна $(\beta_1/\beta_2)^2$, а результирующий проигрыш составит:

$$\left(\frac{r_2 \beta_2}{r_1 \beta_1} \right)^2. \quad (10.3)$$

Результаты расчетов по приведенным соотношениям для двух значений углового размера зоны обслуживания $\alpha = 20^\circ$ и 4° приведены в таблице 10.5.

Приведенные в таблице значения энергетического проигрыша абонентских линий рассчитаны относительно орбиты минимальной высоты и оказываются меньше единицы. Таким образом, при сделанных допущениях, увеличение высоты орбиты не только не сопровождается энергетическим проигрышем, но и обеспечивает незначительный выигрыш, величина которого растет по мере увеличения высоты орбиты и размеров зон обслуживания. Увеличение дальности связи компенсируется необходимостью использования более сложных и громоздких бортовых антенн с высоким коэффициентом усиления.

Таблица 10.5 – Сравнительные характеристики различных ОГ

Тип орбиты		Низкая			Средняя			ГЕО
Высота орбиты		700	1100	1500	5000	10000	15000	35875
Угол обзора зоны обслуживания со спутника [град]	$\alpha = 20^\circ$	109	85.6	69.5	24.5	12.5	8.4	3.5
	$\alpha = 4^\circ$	35	22.8	16.8	5.1	2.55	1.7	0.71
Максимальная дальность связи [км]	$\alpha = 20^\circ$	1360	1630	1943	5220	10173	15122	36267
	$\alpha = 4^\circ$	740.2	1126	1524	5003	10003.5	15005	35925
Энергетический проигрыш [раз/дБ]	$\alpha = 20^\circ$	1/0	0.886/ -0.53	0.83/ 0.81	0.774/ -1.28	0.736/ 1.33	0.734/ -1.34	0.733 /-1.35
	$\alpha = 4^\circ$	1/0	0.982/ -0.08	0.977/ -0.1	0.97/ 0.13	0.969/ 0.14	0.969/ -0.14	0.969 /-0.14

При достаточно малых угловых размерах зон обслуживания, используя разложения:

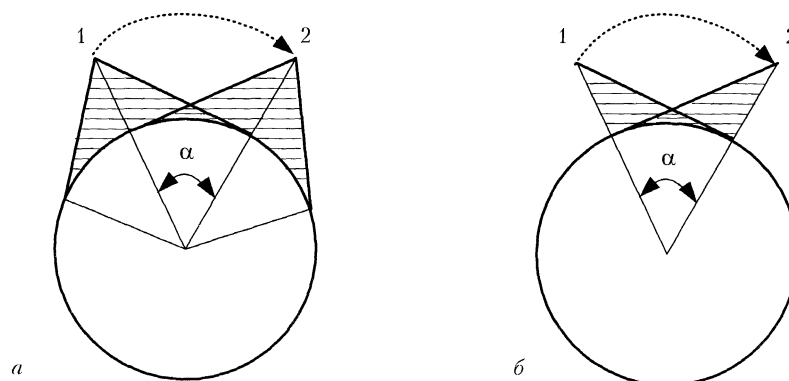
$$\sin(x) \approx \operatorname{tg}(x) \approx x \text{ при } x \leq 1$$

$$\operatorname{arctg}(x) \cong \frac{\pi}{3} - \frac{1}{x} \text{ при } x > 1,$$

получим

$$\beta \approx \frac{\alpha}{h} r_3, r \approx h.$$

Мы рассмотрели энергетику абонентских линий в предположении неподвижности ретрансляторов относительно зон обслуживания. На практике негеостационарные спутники последовательно пересекают эти зоны, проводя с их абонентами сеансы связи. При использовании бортовых антенн с фиксированной диаграммой направленности формируется так называемый «скользящий» луч и для покрытия зоны обслуживания в течение сеанса связи ширину диаграммы направленности приходится увеличивать примерно в 2 раза (рис. 9.10а), что приводит к энергетическому проигрышу по сравнению с ГСР на ~ 6 дБ. Исключить этот проигрыш позволяет применение сканирующих бортовых антенн. В течение сеанса связи приемо-передающий луч антенны отслеживает перемещение спутника относительно зоны обслуживания таким образом, чтобы луч был постоянно нацелен в центр зоны (рис. 10.10б). При смене зон обслуживания луч ретранслятора скачкообразно перенацеливается в центр следующей обслуживаемой зоны. Такое решение называют квазистатическим покрытием зон обслуживания. При этом необходимо использование сканирующих бортовых антенн на основе ФАР и АФАР, что приводит к заметному усложнению и удорожанию антенных систем ретрансляторов.



а – покрытие «скользящим лучом», б – квазистатическое покрытие; 1 и 2 – точки входа/выхода в/из зону обслуживания, соответственно

Рисунок 10.10 – Покрытие зон обслуживания негеостационарными ретрансляторами

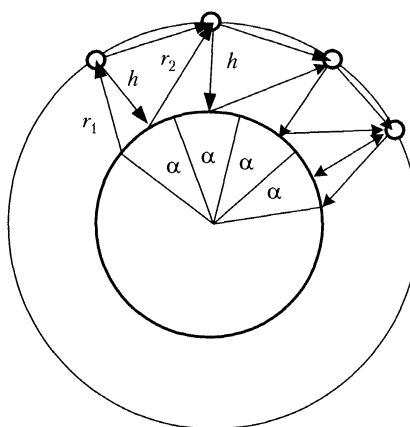


Рисунок 10.11 – К определению задержек распространения

Запишем формулу для расчета углового размера зоны обслуживания через параметры абонентских линий связи:

$$\alpha \approx \frac{4650}{f} \sqrt{\frac{P_{\Pi} G_{\Pi}}{h_{\Pi}^2 L T C}}, \quad (10.4)$$

где f – рабочая частота, ГГц, P_{Π} и G_{Π} – соответственно мощность передатчика и коэффициент усиления передающей антенны пользовательских терминалов, Вт, h_{Π}^2 – пороговое отношение сигнал/шум, L – результирующие потери полезного сигнала на трассе распространения, T – шумовая температура приемной системы ретранслятора, °K, C – пропускная способность абонентской линии, кбит/с.

Оценим задержки распространения сигналов. Рассмотрим рис. 10.11. Непосредственно из геометрических построений следует, что дальность связи равна:

- при использовании спутников с непосредственной ретрансляцией и межзоновой связью через базовые станции:

$$r = 2r_1 + (n-1)r_2 + (n+1)h,$$

- при использовании для межзоновой связи МЛС:

$$r = 2r_1 + (n-1)r_3,$$

где n - расстояние между зонами обслуживания абонентских терминалов, установивших соединение, выраженное в числе зон.

Расстояния r_1, r_2, r_3 (длина межспутникового канала) определяются следующими соотношениями:

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1 = \frac{r_3 \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\cos\left\{\frac{\alpha}{4} + \operatorname{arctg}\left[\frac{h}{(2r_3 + h)\operatorname{tg}\left(\frac{\alpha}{4}\right)}\right]\right\}}, \\ r_2 = (r_3 + h) \frac{\sin(\alpha)}{\cos(\gamma)} \\ r_3 = 2(r_3 + h) \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{array} \right. \quad (10.5)$$

где $\alpha = 90^\circ - \gamma - \operatorname{arcsin}\left[\frac{r_3}{(r_3 + h)} \cos(\gamma)\right]$ - угловой размер зоны обслуживания, γ -

минимально допустимый угол возвышения ретранслятора над зоной обслуживания.

Результаты расчетов максимальной дальности связи и задержки для $\gamma = 10^\circ$ и типовых значений высот орбит приведены в таблице 10.6.

Таблица 10.6 Дальность связи r , км и задержки распространения τ , мс

Высота орбиты h , км		0	700	1500	10,000	35.875
Угловой размер зоны обслуживания	α , град	-	17.4	27	57.5	70
	r_1	-	1239	2248	11.212	41.000
	r_2	-	2155	3648	14018	73184
	r_3	-	2147	3695	15743	-
Межзоновая связь через	r_{\min}	0	3878	7496	42424	-

БС и ретрансляторы группировки	r_{\max}	20037	32428	38384	114.478	-
	τ_{\min}	0	13	25	141	-
	τ_{\max}	67	108	128	382	82.000
Межзонавая связь через МЛС	r_{\min}	-	2478	4496	22424	155.184
	r_{\max}	-	23.948	26.667	69653	270
	τ_{\min}	-	8,3	15	78	517
	τ_{\max}	-	80	89	232	35.875

Данные таблицы позволяют заключить следующее:

- использование средних орбит при межзонавой связи через БС обеспечивает задержки (максимальные), сопоставимые с задержками в глобальных ССС через ГСР (соответственно, 382 и 517 мс);
- среднеорбитальные группировки, использующие МЛС, обеспечивают задержку, сопоставимую с задержкой в региональных ССС через ГСР (230 и 270 мс, соответственно);
- использование низких орбит позволяет уменьшить максимальную задержку распространения в 4-6 раз по сравнению с геостационарной орбитой.

Низкоорбитальные группировки, использующие МЛС, обеспечивают наименьшие задержки, причем их величина слабо зависит от высоты орбиты и составляет 80-90 мс. При использовании низких орбит задержка распространения пропорциональна расстоянию между приемной и передающей сторонами, что с учетом «тяготения» сетевого трафика к концентрации в одной или соседних зонах обслуживания обеспечивает средние задержки распространения, существенно меньшие максимальных. С другой стороны, при увеличении числа спутников в группировке (снижении высоты орбиты) растет аппаратная задержка (задержка обработки), возникающая в узлах сети. Наиболее жесткие требования предъявляются к задержкам интерактивного трафика. Так, в соответствии с рекомендациями МСЭ, задержка передачи в спутниковой телефонии не должна превышать 400 мс. Для других спутниковых служб допускаются существенно большие задержки. Таким образом, с точки зрения задержек передачи предпочтительны низкоорбитальные группировки (особенно для глобальной телефонии), способные обеспечить наибольшее качество интерактивной связи. Тем не менее среднеорбитальные и геостационарные группировки все же «укладываются» в рамки предъявляемых

требований, поэтому критерий задержки распространения не позволяет выявить однозначно предпочтительный вариант построения сети.

Угол возвышения (видимости) ретранслятора γ является важным параметром, определяющим эффективность связных ресурсов. Как уже отмечалось, уменьшение γ приводит к увеличению потери энергии сигналов в атмосфере и росту шумовой температуры приемных систем. При малых γ возрастает вероятность затенения ретранслятора окружающими пользовательский терминал предметами, а при использовании приемно-передающих антенн терминалов с широкими диаграммами направленности условия связи дополнительно в значительной степени ухудшаются из-за эффекта многолучевого распространения, проявляющегося в том, что на вход приемника пользователя помимо «прямого» сигнала в случайных фазовых соотношениях поступают сигналы, отраженные от земной поверхности и расположенных на ней предметов. Эти предметы могут рассматриваться как ретрансляционная помеха «прямому» сигналу. Аналогично, на вход ретранслятора поступают основной сигнал и сигналы, рассеянные поверхностью Земли.

В сетях персональной фиксированной службы через ГСР энергетические потери, обусловленные атмосферным затуханием и ростом шумов, компенсируются использованием абонентских антенн с высоким коэффициентом усиления. При этом благодаря узким диаграммам направленности минимизируется влияние многолучевости. Затенения ретранслятора окружающими предметами в большинстве случаев можно избежать выбором приемлемого места установки стационарной пользовательской антенны. Поэтому в рассматриваемом случае вполне приемлема работа при углах возвышения 10 градусов и более, что в принципе позволяет создавать практически глобальные (с областью обслуживания в пределах $\pm 70^\circ$ по широте) сети персональной фиксированной службы на базе ГСР.

В сетях персональной подвижной спутниковой связи принципиально необходимо использовать антенны пользовательских терминалов с достаточно широкими диаграммами направленности, а мобильность пользователей не позволяет избежать негативного влияния затенения. В результате огибающая принимаемого сигнала претерпевает быстрые (обусловленные многолучевостью) и медленные (обусловленные затенением) изменения, что приводит к существенному снижению помехоустойчивости. Например, работа в городских условиях при $\gamma = 10^\circ$ и весьма высокой допустимой вероятности ошибочного приема двоичного символа $p = 10^{-3}$ требует обеспечения

отношения сигнал/шум $h^2 \approx 2500$. Это на три порядка больше, чем при оптимальном приеме ФМ-сигналов с постоянной амплитудой. При увеличении минимально допустимого угла возвышения появляется возможность использования слабонаправленных пользовательских антенн, ориентированных в верхнюю полусферу. Это позволяет существенно ослабить влияние многолучевости и затенения, а также снизить требования к мощности передающего устройства. Считается, что величина u для подвижных терминалов должна быть не менее $25-30^\circ$. При этом можно в первом приближении не учитывать особенностей подвижной связи.

Ниже в таблице 10.7 сведены указанные преимущества и недостатки каждого типа спутниковых сетей связи.

Таблица 10.7 – Преимущества и недостатки каждого типа ССС

LEO	MEO	GEO
1. Минимальны задержки распространения сигналов, не превышающие 20 мс для одной зоны обслуживания и для глобальных сетей — величины порядка 80-130 мс, что сопоставимо с задержками в наземных сетях.	Задержки распространения ощутимы в большей степени (около 100 мс) и могут достигать 400 мс, однако их величина не превышает наиболее жестких требований, регламентируемых ИТУ для телефонии.	Задержки распространения (около 270 мс) отвечают требованиям телефонии при построении региональных сетей и не удовлетворяют при построении глобальных (более 400 мс).
2. Наиболее плавная деградация характеристик сети при частичных или полных отказах ретрансляторов, что обусловлено их большим количеством и незначительным вкладом каждого из них в общесетевые ресурсы.	Отказы ретрансляторов ощутимо ухудшают характеристики информационного обслуживания пользователей.	Отказ ретранслятора приводит к полной деградации сети, что в ответственных случаях требует использования «горячего» резерва.

<p>3. Наиболее простая и дешевая полезная нагрузка каждого ретранслятора, что проявляется в основном в возможности использования антенных систем с меньшим числом более широких лучей, более простых бортовых коммутаторов.</p>	<p>Достаточно сложная и громоздкая полезная нагрузка каждого ретранслятора при значительно меньшем общем их количестве в ОГ, что не приводит к усложнению космического сегмента сети</p>	<p>Наиболее сложная и громоздкая полезная нагрузка каждого ретранслятора при минимальном общем их количестве в ОГ, что не приводит к усложнению космического сегмента сети.</p>
<p>4. Возможность обеспечения высокого минимального угла возвышения для пользователя, находящегося в любой точке земной поверхности, что достигается увеличением числа ретрансляторов ОГ при соответствующем упрощении каждого из них.</p>	<p>Возможность обеспечения высокого минимального угла возвышения для пользователя, находящегося в любой точке земной поверхности.</p>	<p>Невозможность обеспечения больших углов возвышения в высоких широтах (более 70°), что делает проблематичным создание глобальных сетей подвижной связи.</p>
<p>5. Незначительный размер зоны обслуживания каждого ретранслятора диаметром порядка нескольких тысяч километров, что приводит к необходимости использования в ОГ большого числа спутников (от нескольких десятков до нескольких сотен).</p>	<p>Для глобального покрытия земной поверхности достаточно 10-20 ретрансляторов.</p>	<p>Для практически глобального покрытия зоны обслуживания достаточно 3-6 ретрансляторов.</p>
<p>6. Необходимость использования большого</p>	<p>Число базовых станций (станций управления и</p>	<p>Минимальное число базовых станций.</p>

<p>числа базовых станций (до нескольких сотен), либо межспутниковых линий связи, что приводит к удорожанию сети.</p>	<p>координации) около 10-15.</p>	
<p>7. Небольшая длительность сеансов связи пользователя с каждым ретранслятором (от 3 до 14 минут), что приводит к необходимости частой реконфигурации каналов связи ("hand-off"), снижению качества обслуживания и существенным служебным затратам пропускной способности.</p>	<p>Длительность сеансов связи составляет около 100 минут, что в значительной степени снимает проблему реконфигурации каналов связи.</p>	<p>Пользователи непрерывно находятся в зоне видимости «своего» ретранслятора, нет необходимости в построении системы обеспечения непрерывности соединений ("hand over", "handoff") .</p>
<p>8. Небольшой срок службы ретрансляторов (не более 5-7 лет), обусловленный частой сменой «дня» и «ночи» на низких орбитах, что требует дополнительных материальных затрат на восполнение ОГ.</p>	<p>Срок службы ретрансляторов составляет более 10 лет. Редкая цикличность «день — ночь»</p>	<p>Срок службы ретрансляторов составляет более 10 лет. Редкая цикличность «день — ночь»</p>
<p>9. Необходимость компенсации быстрого изменения параметров радиоканалов из-за высокой скорости движения СР (задержки распространения, доплеровского сдвига</p>	<p>Нестабильность параметров используемых радиоканалов проявляется в существенно меньшей степени, что упрощает аппаратуру связи.</p>	<p>Параметры радиоканалов практически стабильны, отсутствие доплеровского сдвига снижает стоимость и сложность приемников.</p>

<p>частоты, затухания сигналов на трассе распространения, угла возвышения) в связи с высокой скоростью перемещения СР относительно земных терминалов, что усложняет и удорожает аппаратуру связи пользователей и ретрансляторов.</p>		
<p>10. Незначительный коэффициент использования связанных ресурсов сети в связи с тем, что низкоорбитальные группировки принципиально обеспечивают глобальное или почти глобальное покрытие земной поверхности, в то время как пользователи располагаются на ней крайне неравномерно, занимая лишь часть суши и судоходные акватории мирового океана.</p>	<p>Благодаря большой высоте орбиты имеется возможность более полного использования пропускной способности ретрансляторов путем избирательного покрытия земной поверхности сканирующими лучами бортовых ФАР.</p>	<p>Неподвижность ретранслятора относительно земной поверхности позволяет наиболее точно учесть контуры области обслуживания и обеспечить максимальное использование связанных ресурсов путем централизованного их распределения в соответствии с требованиями пользователей. На наземных станциях не требуются системы слежения и автосопровождения ретранслятора.</p>
<p>11. Значительный риск проектов НССС в связи с отсутствием опыта их</p>	<p>Средний риск проектов, поскольку имеется возможность</p>	<p>Риск разработки минимальный.</p>

разработки, производства и эксплуатации.	использования хорошо себя проявивших и проверенных на практике технологий геостационарных ретрансляторов.	
12. Неэффективное использование выделяемых частотных диапазонов и проблематичность их использования различными системами.	Неэффективное использование выделяемых частотных диапазонов и проблематичность их использования различными системами.	Возможность многократного использования диапазонов частот различными системами путем пространственного разделения.
13. Низкая стоимость выведения ретранслятора на низкую орбиту	Средняя стоимость выведения ОГ	Высокая стоимость выведения ретранслятора на геостационарную орбиту
14. Низкая стоимость ретранслятора и, соответственно, низкий уровень потерь из-за аварии	Высокий уровень потерь затраченных финансовых средств из-за аварии	Высокий уровень потерь из-за затраченных финансовых средств из-за аварии
15. Низкий уровень воздействия радиации на ретрансляторы, но невозможность размещения ОГ на орбитах 1500-5000 км (1-го радиационного пояса Ван-Аллена)	Приемлемый уровень воздействия радиации на ретрансляторы, но невозможность размещения ОГ на орбитах 13000-20000 км из-за сильного воздействия радиации во 2 м поясе Ван-Аллена	Низкий уровень воздействия радиации на ретрансляторы
16. Высокий уровень «космического мусора» на орбитах	Малый уровень «космического мусора»	Приемлемый уровень «космического мусора»

17. Низкая стоимость ретранслятора и ракетносителя	Средний уровень стоимости ретранслятора и ракетносителя	Высокая стоимость ретранслятора и ракетносителя
18. Сложный и дорогостоящий наземный сегмент системы	Низкая стоимость наземного сегмента системы	Низкая стоимость наземного сегмента системы
19. Приемлемая стоимость персонального терминала	Приемлемая стоимость персонального терминала	Недорогой персональный терминал
20. Приемлемый вес персонального терминала	Приемлемый вес персонального терминала	Большие массо-габариты персонального терминала

Список использованных источников:

1. Прокис Дж. Цифровая связь. — Пер. с англ. // Под ред. Д. Д. Кловского. — М.: Радио и связь, 2000. — 800 с
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — Пер. с англ. — М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. — 1104 с
3. Пескова С. А., Кузин А. В., Волков А. Н. Сети и телекоммуникации. — М. : Академия, 2008.
4. И.С.Потёмкин "Функциональные узлы цифровой автоматики", М.: Энергоатомиздат, 1988
5. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.:Высшая школа, 2005
6. Феер К. Беспроводная цифровая связь: методы модуляции. — Пер. с англ. // Под. ред. В. И. Журавлёва. — М.: Радио и связь, 2000. — 520 с.
7. Гельгор А.Л. Технологии LTE мобильной передачи данных: учеб. пособие / Гельгор А.Л., Попов Е.А.- СПб.:Изд-во Политехн. ун-та, 2011. -204 с.
8. Tigrek Recep F?rat. Processing Technique for OFDM-Modulated Wideband Radar Signals: thesis Delft University of Technology. – Dutch: The Netherlands, 2010. – 180 p.
9. Волков Л.Н. и др. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособие. М.: Эко-Трендз, 2005.
10. Fundamentals of WiMax: understanding broadband wireless networking/ Jtfrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Ria Muyaamed. 2007. 449 p.
11. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – Радио и связь, 1985.
12. Cohn, M. and Lempel, A. On Fast M-Sequence Transforms, IEEE Trans. Information Theory, vol. IT-23, pp. 135-137, January, 1977
13. Elwyn R. Berlekamp, Algebraic Coding Theory, New York: McGraw-Hill, 1968. Revised ed., Aegean Park Press, 1984
14. Gold R. Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing (Corresp.) //Information Theory, IEEE Transactions on. – 1967. – Т. 13. – №. 4. – С. 619-621.
15. T. Kasami, "Weight Distribution Formula for Some Class of Cyclic Codes," Tech. Report No. R-285, Univ. of Illinois, 1966.
16. AJ Viterbi, "A Perspective on the Evolution of Multiple Access Satellite Communication," IEEE JSAC, vol. 10, no. 6. Aug. 1992, pp. 980-984
17. Strang G. Linear Algebra and its Applications. Third Edition. San Diego, Harcourt Brace Jovanovich. Publishers, 1988.

18. Efficient maximum likelihood detection for communication over multiple input multiple output channels. Cambridge University Engineering Department. University of Cambridge. Karen Su. February 2005.
19. Channel Estimation Strategies for Coded MIMO Systems. Rose Trepkowski. 2004. Blacksburg, Virginia
20. Весоловский К. Системы подвижной радиосвязи. – М. : Горячая линия-Телеком, 2006
21. Вишневецкий В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В. Энциклопедия WiMAX Путь к 4G, Москва: Техносфера, 2009. – 472 с.
22. Радиорелейные и спутниковые системы передачи: учебник для вузов/Немировский А.С., Данилович Ю.И. и др.; под ред. Немировский А.С. – М.: Радио и связь, 1986. – 392с.
23. Электронный ресурс: <http://literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-0292.pdf>
24. Эйнджел Дж. Спутниковые сети: ключ на старт? LAN/Журнал сетевых решений. — М.: Открытые системы, №7,
25. Камнев В. Е., Черкасов В. В., Чечин Г. В. Спутниковые сети связи. – М. : Альпина Паблишер, 2004.
26. Hadjithedosis M., Ephremides A, Friedman D. Broadband access via satellite. - Technical Research Report, CSHCN T.R.
27. Grami A, Gordon K. Multimedia satellites: A high-level assessment. Workshop on Satellite Communications in the Global Information Infrastructure. — Jet Propulsion Laboratory (JPL), Pasadena, California, June, 1997.
28. Чернявский Г.М., Бартенев В.А. Орбиты спутников связи. — М.: Связь, 1978, -240
29. Регламент радиосвязи. Том 1. — М.: Радио и связь, 1985. — 509 с.
30. INTELSAT. Digital satellite communications technology handbook. Revision 2, April 1995.
31. Электронный ресурс: http://www.globaltel.ru/service_zones_and_roaming/
32. J. Pareli, «UMTS: Targets, System Concept and Standardization in a Global Framework», IEEE Personal Communications, Vol.2, №1, February 1995, pp. 20-28.