

Лекция 1. Радиорелейные системы передачи

1.1 Введение

Успешное развитие радиосвязи сопровождается увеличением скоростей и объемов передаваемой информации. Для передачи возрастающих потоков информации с малыми потерями используют сигналы с более широкой полосой, что требует расширения диапазона частот, занимаемого системой связи. В свою очередь, передача сигналов с более широкой полосой требует перехода на более высокие несущие частоты. Тем более, что расширять полосу рабочих частот систем связи в уже освоенных диапазонах волн становится невозможным из-за тесноты в эфире. Исторически сложилось так, что в первую очередь были освоены длинноволновые участки радиодиапазона, а для перспективных радиотехнических систем, как международными соглашениями, так и национальными стандартами, резервировались области более высокочастотных сигналов.

В результате, современные системы связи осваивают диапазоны все более коротких волн. К достоинствам диапазонов ультракоротких волн относится также несущественный уровень атмосферных и промышленных помех. Кроме того, широкополосные сигналы позволяют использовать прогрессивные виды модуляции и другие приемы обработки сигналов, обеспечивающие лучшие характеристики помехоустойчивости приема. В то же время нужно помнить, что радиоволны с длиной волны короче 10 метров можно эффективно использовать лишь в пределах границ прямой видимости.

Компромиссным решением при построении широкополосных систем связи, предназначенных для работы на больших дальностях, является применение радиорелейных линий связи (РРЛ). Радиорелейные линии представляют собой цепочку ретрансляторов, обеспечивающих поочередную передачу радиосигналов между оконечными станциями. Различают два вида радиорелейных систем передачи (РРСП) - РРСП прямой видимости, станции которых размещаются на расстоянии прямой видимости, и тропосферные РРСП, использующие рассеяние и отражение радиоволн в нижних областях атмосферы при взаимном расположении станций далеко за пределами прямой видимости.

1.2 Принципы организации связи в РРСП

В РРСП прямой видимости для увеличения расстояния между станциями радиорелейных линий антенны ретрансляторов подвешивают на высокие сооружения (мачты, опоры, высотные строения и т.д.). В условиях равнинной местности высота поднятия антенн 60... 100 метров позволяют организовать уверенную связь на расстояниях 40... 60 километров.

Цепочку радиорелейной линии составляют радиорелейные станции трех типов: оконечные радиорелейные станции (ОРС), промежуточные радиорелейные станции (ПРС), узловое радиорелейные станции (УРС). Условная радиорелейная линия связи схематично представлена на рис. 1.1.

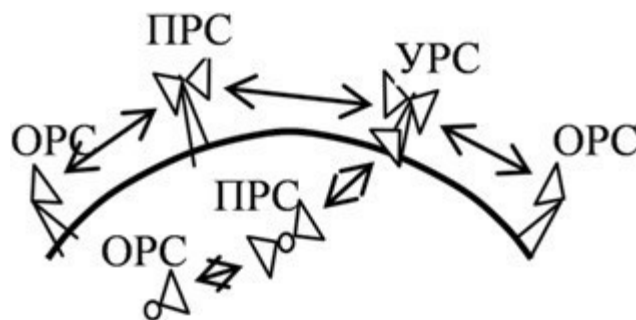


Рис. 1.1 Радиорелейная линия связи

На оконечной радиорелейной станции начинается и заканчивается тракт передачи. Аппаратура ОРС осуществляет преобразование сигналов, поступающих от разных источников информации (телефонные сигналы от междугородней телефонной станции, телевизионные сигналы от междугородней телевизионной аппаратной и т.д.) в сигналы, передаваемые по радиорелейной линии, а также обратное преобразование сигналов, приходящих по РРЛ, в сигналы телерадиовещания или телефонии. Радиосигналы ОРС с помощью передающего устройства и антенны излучаются в направлении следующей, обычно промежуточной, радиорелейной станции.

Промежуточные радиорелейные станции предназначены для приема сигналов от предыдущей станции радиорелейной линии, усиления этих сигналов и излучения в направлении последующей станции РРЛ.

На каждой промежуточной радиорелейной станции установлены по две антенны, ориентированные на соседние РРСП. Каждая из антенн является приемопередающей, то есть используется и для приема, и для передачи сигналов. Одним из преимуществ работы радиорелейной линии связи в сверхвысокочастотном (СВЧ) диапазоне является возможность применения высоконаправленных антенн с малыми габаритами. Небольшие размеры антенн упрощают их установку на высоких сооружениях. Хорошие направленные свойства антенн СВЧ диапазона позволяют облегчить требования к характеристикам приемопередающего тракта.

Если бы частота излучаемого сигнала промежуточной радиорелейной станции была бы равна частоте принимаемого сигнала той же ПРС, существовала бы опасность прохождения мощного сигнала, излученного в направлении последующей РРСП, на вход приемника той же ПРС, принимающего сигнал с противоположного направления от предыдущей РРСП. Объясняется это тем, что, несмотря на хорошие направленные свойства передающей и приемной антенн СВЧ диапазона, все же не удастся полностью исключить возможность попадания мощного сигнала передатчика (пусть и ослабленного направленными характеристиками антенн) на вход приемника с высокой чувствительностью. Такое несанкционированное (паразитное) прохождение сигналов передатчика промежуточной радиорелейной станции на вход приемника той же ПРС стараются уменьшить. В противном случае ПРС может перейти в режим самовозбуждения и, вместо ретрансляции принятых сигналов, передатчик ПРС будет излучать колебания, не имеющие никакого отношения к передаваемой по РРЛ информации.

Один из способов уменьшения влияния передатчика на работу приемника той же самой ПРС заключается в том, что выходной сигнал ПРС излучают на другой частоте, смещенной относительно частоты принимаемого сигнала на величину сдвига, равного

$$f_{\text{СДВ}} = |f_{\text{ПРД}} - f_{\text{ПРМ}}|, \quad (3.1)$$

где $f_{\text{ПРМ}}$ - частота принимаемого сигнала; $f_{\text{ПРД}}$ - частота излучаемого сигнала. Величину $f_{\text{СДВ}}$ выбирают из условия гарантированного исключения взаимного влияния сигналов на выбранных частотах.

Одна цепочка приемопередатчиков РРЛ образует СВЧ симплексный (т.е. предназначенный для передачи сигналов в одном направлении) ствол. Структура симплексного ствола с учетом плана распределения частот приведена на рис. 1.2.

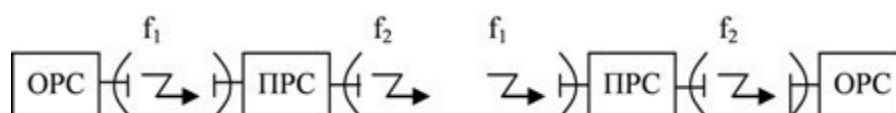


Рис. 1.2 Распределение частот в символьном стволе радиорелейной линии

Два симплексных ствола, работающие во встречных направлениях, образуют дуплексный СВЧ ствол. Для передачи сигналов в обратном направлении может быть использована та же пара частот, что и в прямом направлении (двухчастотная система), либо другая пара частот (четырёхчастотная система). Структурная схема одноствольной дуплексной промежуточной радиорелейной станции приведена на рис. 1.3.



Рис. 1.3 Структурная схема дуплексной ПРС

Для увеличения пропускной способности радиорелейной линии на каждой радиорелейной станции устанавливают несколько комплектов приемопередающей аппаратуры, подключенных к общей антенне. Магистральные радиорелейные линии связи могут иметь до восьми дуплексных СВЧ стволов (из них 6...7 рабочих и 1...2 резервных).

Кроме ОРС и ПРС для ввода в радиорелейную линию дополнительных потоков информации и вывода из РРЛ части передаваемой информации используют узловые радиорелейные станции. В узловых радиорелейных станциях, как и в ОРС, имеется аппаратура преобразования телефонных, радио и телевизионных сигналов в сигналы, передаваемые по РРЛ, и аппаратура обратного преобразования. Кроме того, от узловых радиорелейных станций могут начинаться новые радиорелейные линии (ответвления).

При проектировании радиорелейных линий следует учитывать и возможные изменения условий распространения радиоволн. Так, при повышенной рефракции (искривление направления распространения радиоволн) сигналы могут распространяться далеко за горизонтом. Поэтому колебания, излучаемые радиорелейной станцией с частотой, например, f_1 , могут быть приняты не только соседней станцией, но и станцией, отстоящей от нее через три пролета. Но для последней станции это будет паразитным сигналом, так как она должна принимать сигналы только от ближайшей станции. Нежелательные сигналы от всех других станций будут вызывать ухудшение качества приема.

Для устранения подобных явлений ретрансляторы радиорелейной линии связи располагают не по прямой линии, а зигзагом, так, чтобы не совпадали главные направления соседних участков трассы, использующих одинаковые частоты. При этом используют направленные свойства антенн. Радиорелейные станции разносят от генерального направления радиорелейной линии связи таким образом, чтобы направлению на станцию, отстоящую через три пролета, соответствовали минимальные уровни диаграммы направленности антенны. На рис. 1.4 показаны три пролета участка трассы РРЛ. На крайних пролетах используются одинаковые частоты. На такой трассе даже при сильной рефракции радиоволн сигналы от станций с номерами ПРС i и ПРС $i+2$ практически не влияют друг на друга. На рисунке заметно, что антенны практически не воспринимают радиоволны, приходящие с направления, лежащего на прямой, связывающей эти станции.

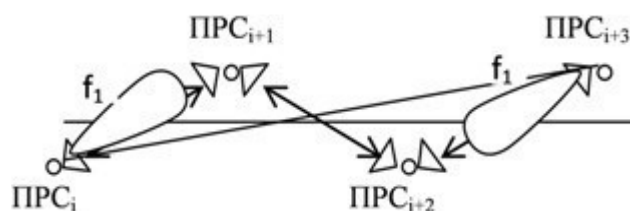


Рис. 1.4 Схема расположения ретрансляторов на трассе радиорелейной линии связи

Тропосферные радиорелейные системы передачи используют локальные объемные неоднородности атмосферы, вызываемыми различными физическими процессами, происходящими в околосземном пространстве. Эти неоднородности способны отражать и рассеивать электромагнитные колебания при их распространении в атмосфере. Поскольку неоднородности располагаются на значительной высоте, то и рассеиваемые ими радиоволны могут распространяться на большие расстояния, значительно превышающие расстояние прямой видимости.

В силу нерегулярной структуры неоднородностей тропосферы сигналы тропосферных линий подвержены глубоким замираниям. Это затрудняет передачу больших объемов информации с хорошим качеством. С учетом изложенных обстоятельств тропосферные радиорелейные линии связи оказывается выгодным строить в труднодоступных и удаленных районах при не слишком больших объемах передаваемой информации. На рис. 1.5. показан участок трассы радиорелейной линии связи. При этом расстояния между станциями можно выбирать до нескольких сотен километров, а емкость систем связи может составлять десятки телефонных каналов.

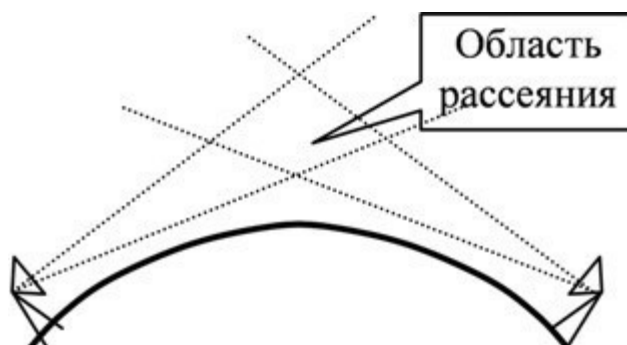


Рис. 1.5 Тропосферная РРСП

Лекция 2. Спутниковые системы радиосвязи

2.1 Введение

Системы спутниковой связи можно рассматривать как особый вид радиорелейных линий связи, если антенну ретранслятора подвесить на опору, высота которой равна высоте орбиты спутника. В такой системе связи значительно увеличивается зона прямой видимости поверхности Земли, просматриваемой со спутника и, соответственно, размеры земной территории, с которой виден спутник в один и тот же момент времени.

Радиооборудование спутниковой системы связи, расположенное на спутнике, называют космической радиостанцией, а радиооборудование, расположенное на Земле, называют наземной радиостанцией. Канал передачи радиосигнала от наземной станции на спутник называют восходящим, а канал передачи сигналов в обратном направлении - нисходящим. На спутниках, помимо ретрансляционной аппаратуры, размещают также источники электропитания (солнечные батареи). Кроме того, на спутниках имеется оборудование, обеспечивающее стабилизацию положения спутников на орбите и ориентирование его в пространстве (антенны ретранслятора направляют в сторону Земли, солнечные батареи - в сторону Солнца).

2.2 Характеристики спутниковых систем связи

Характеристики спутниковых систем связи в значительной степени зависят от параметров орбиты спутника. Орбита спутника - это траектория движения спутника в пространстве.

Физическое тело выходит на круговую орбиту вокруг Земли и становится ее спутником, если ему сообщить первую космическую скорость. В этом случае центростремительная сила, равная силе притяжения спутника Землей, уравнивается центростремительной силой, определяемой линейной скоростью спутника v и расстоянием между центрами масс Земли и спутника, равного $R+h$, где R – радиус Земли, h – высота спутника над поверхностью Земли. Без учета других факторов, влияющих на поведение спутника на орбите, уравнение состояния динамического равновесия спутника имеет вид:

$$\gamma \cdot \frac{m \cdot M}{(R+h)^2} = \frac{m \cdot v^2}{R+h} \quad (2.1)$$

где m – масса спутника;

M – масса Земли, равная $M = 5,98 \cdot 10^{24}$ килограмм;

γ – гравитационная постоянная, равная $\gamma = 6,67 \cdot 10^{-11}$ м³/кг·с²;

R – средний радиус Земли, равный $R = 6371$ км.

Для высот, значительно меньших радиуса Земли ($h \ll R$), выражение (2.1) упрощается:

$$mg \sim mv^2/R, \quad (2.2)$$

где $g = \gamma M/R^2 \sim 9,81$ м/с² - ускорение свободного падения у поверхности Земли.

Скорость, необходимая для того, чтобы движущееся тело превратилось в спутника Земли, определяется из соотношения (2.1):

$$v = R \sqrt{\frac{g}{R+h}} \quad (2.3)$$

Первая космическая скорость у поверхности Земли ($h \sim 0$), согласно (2.2), (2.3) равна

$$v = \sqrt{R \cdot g} \text{ км/с. (2.4)}$$

Период обращения спутника вокруг Земли с учетом выражения (2.3) определяется как:

$$T = 2\pi \cdot \frac{R+h}{v} = 2\pi \cdot \frac{R+h}{R \sqrt{\frac{g}{R+h}}} = 2\pi \cdot \frac{(R+h)^{3/2}}{R \cdot g^{1/2}} \quad (2.5)$$

Графики зависимости линейной скорости спутника на круговой орбите и периода обращения спутника вокруг Земли от высоты орбиты над поверхностью Земли приведены на рис. 2.1. Более точные формулы движения спутника учитывают влияние других факторов (отличие формы Земли от шарообразной, притяжение Луны, Солнца и других небесных тел и т.д.).

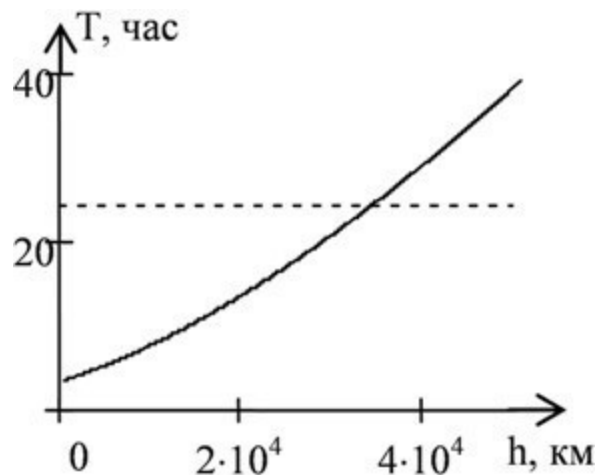


Рис. 2.1 Зависимость периода обращения спутника вокруг Земли от высоты орбиты

Если спутнику сообщают скорость большую, чем первая космическая, то он будет двигаться по эллиптической орбите. Скорость спутника при движении по эллиптической орбите непрерывно изменяется от наименьшего значения в точке максимального удаления от Земли (апогей) до максимального значения в точке наибольшего сближения с Землей (перигей).

Орбиты могут проходить в любом направлении вокруг земного шара, но плоскость орбиты будет проходить через центр Земли. Орбиты могут быть классифицированы по различным признакам.

Орбиты различают по взаимному расположению плоскости орбиты спутника и плоскости земного экватора. Если плоскость орбиты спутника совпадает с плоскостью экватора Земли, то орбиту спутника называют экваториальной. Орбиту называют полярной, если плоскость орбиты спутника проходит через полюса Земли. Орбиту называют наклонной при других взаимных расположениях плоскости орбиты спутника и плоскости земного экватора.

Орбиты могут быть круговыми с центром окружности, расположенным в центре Земли, или эллиптическими, при этом центр Земли находится в одном из фокусов эллипса. Кроме того, орбиты различаются также по высоте над поверхностью Земли.

Уникальные свойства имеет спутник, расположенный на экваториальной орбите, на высоте около 36 тысяч километров от поверхности Земли. Период обращения спутника на такой высоте совпадает с периодом вращения Земли вокруг своей оси. Если на такую орбиту запустить спутник в направлении, совпадающем с направлением вращения Земли,

то такой спутник будет казаться неподвижным относительно поверхности Земли. Спутник на такой орбите называют геостационарным.

Для построения спутниковых систем связи используют, в основном, три разновидности орбит: геостационарную орбиту, высокую эллиптическую орбиту и низко-высотную орбиту. Примерные схемы этих орбит приведены на рис. 2.2.

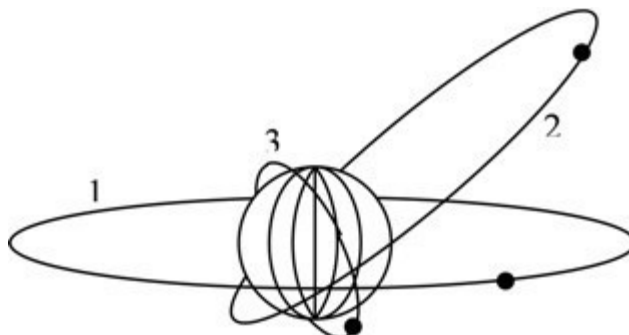


Рис. 2.2 Орбиты спутников Земли: 1 - геостационарная; 2 - высокая эллиптическая; 3 - низко-высотная

Участок земной поверхности, на котором могут быть расположены наземные станции спутниковой связи, называется зоной обслуживания. Характеристики системы связи определяются положением спутника на орбите. Одним из важных параметров спутниковой связи является угол возвышения спутника для земного наблюдателя - это угол между направлением на спутник и касательной к окружности в точке расположения земной станции.

Схема взаимного расположения Земли и спутника представлена на рис. 2.3.

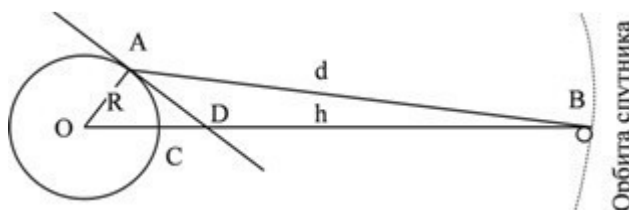


Рис. 2.3 Взаимное расположение Земли и спутника

В точке A расположена земная станция. Если точка A находится на касательной AB к окружности, то для наземной станции спутник виден на линии горизонта. Угол возвышения спутника в данном случае равен нулю, а зона обслуживания таким спутником достигает максимального значения. Однако при нулевых углах возвышения между антеннами наземных и космических станций могут находиться деревья, здания, неровности рельефа местности и т.д., ограничивающие пределы прямой видимости. Кроме того, при уменьшении угла возвышения сигналы получают большее ослабление, так как проходят в атмосфере увеличенные расстояния. Поэтому реальную зону обслуживания определяют минимально допустимым углом возвышения спутника, обычно не менее 5° .

Существенной особенностью спутниковой связи является задержка распространения сигналов, вызванная прохождением довольно больших расстояний. Эта задержка изменяется от минимальной величины, когда спутник находится в зените, до максимальной величины, когда спутник находится на линии горизонта. Для треугольника ABO, приведенного на рисунке 8.8, справедливо соотношение:

$$\sin(\angle OAB)/OB = \sin(\angle AOB)/AB \quad (2.6)$$

Учитывая, что угол $\angle OAB = \angle AOD + \angle DAB$, а угол $\angle OAB = \pi/2$ (AD – касательная к окружности в точке A) и, обозначив отрезки: AB – расстояние от спутника до земной станции ($|AB| = d$),

BC – минимальное расстояние от спутника до земной поверхности ($|BC| = h$, $|OB| = R+h$), после несложных преобразований получим:

$$\cos(\angle DAB)/(R+h)=\sin(\angle AOB)/d \quad (2.7)$$

Из выражения (2.7) несложно выразить расстояние от спутника до любой наземной станции d через высоту орбиты h , угол возвышения $\angle DAB$ и угол охвата земной поверхности $\angle AOD$. Под углом охвата земной поверхности $\angle AOD$ понимают телесный угол, в пределах которого часть поверхности с наземными станциями спутниковой связи видна из центра Земли.

При минимальном угле возвышения $\angle AOD = \theta$ время t_3 задержки распространения сигнала до спутника и обратно изменяется в пределах:

$$\frac{2h}{c} \leq t_3 \leq \frac{2(R+h)\sin(\angle AOB)}{c \cdot \cos \theta} \quad (2.8)$$

Коэффициент 2 отражает задержку распространения сигнала на восходящем и нисходящем участках трассы.

Геостационарный спутник находится на большой высоте, с которой видно более четверти поверхности земного шара. Это является одним из достоинств геостационарной орбиты. Так как геостационарный спутник кажется неподвижным для земного наблюдателя, то упрощается наведение антенн наземных станций (не требуется слежения за положением спутника на орбите). Но большая высота орбиты имеет и недостатки: задержка распространения сигнала составляет около 1/4 секунды, сигнал получает значительное ослабление на таких протяженных трассах. Кроме того, в северных широтах спутник виден под малыми углами к горизонту, а в приполярных областях и вовсе не виден. На геостационарной орбите находится несколько сотен спутников, обслуживающих разные регионы Земли, в том числе и отечественные спутники «Горизонт», «Экран».

Для обслуживания территорий в северных широтах используют спутники на высокой эллиптической орбите с большим углом наклона. В частности, отечественные спутники «Молния» имеют эллиптическую орбиту с высотой апогея над северным полушарием порядка 40 тысяч километров и перигея около 500 километров. Наклонение плоскости орбиты к плоскости земного экватора составляет 63° и период обращения 12 часов. Движение спутника в области апогея замедляется, и сеансы радиосвязи возможны в течение 6...8 часов. Данный тип спутников также позволяет обслуживать большие территории. Но недостатком их использования является необходимость слежения антенных систем за медленно дрейфующими спутниками и их переориентирования с заходящего спутника на восходящий.

Низкоорбитальные спутники запускаются на круговые орбиты с высотой порядка 500...1500 километров и большим углом наклона орбиты (полярные и околополярные орбиты). Запуск легких спутников связи осуществляют с помощью недорогих пусковых установок. В системах связи с низко-высотными спутниками времена задержки распространения сигнала невелики, но значительно уменьшены и зоны охвата. Скорость перемещения спутника относительно поверхности Земли достаточно высока, и длительность сеанса связи от восхода спутника до его захода не превышает десятки минут. Поэтому для обеспечения связи на больших территориях на низко-высотных орбитах должны одновременно находиться десятки спутников.

В спутниковых системах связи (ССС) обычно поддерживается радиообмен между несколькими земными станциями. Земные станции подключены к источникам и потребителям программ теле- и радиовещания, к узлам коммутации сетей связи, например, междугородним телефонным станциям. Для примера рассмотрим вариант

дуплексной связи между двумя земными станциями. Структурная схема такой ССС приведена на рис. 2.4.

Сигнал U_1 , предназначенный для передачи в системе связи, поступает на передатчик Пд1 первой земной станции. В передатчике Пд1 осуществляются необходимые преобразования несущего колебания с частотой f_1 (модуляция, усиление и т.д.) и сформированный передатчиком радиосигнал через разделительный фильтр РФ1 поступает на антенну земной станции 1, которая излучает его в сторону спутника-ретранслятора. Сигнал U_2 , поступающий для передачи в системе связи на вторую земную станцию, претерпевает подобные преобразования в аналогичных узлах и излучается в сторону космической станции с частотой, равной f_2 .

Радиосигналы с частотами f_1 и f_2 , наведенные в антенне космической станции, через разделительный фильтр РФ0 поступают на приемники сигналов Пм01 и Пм02. Принимаемые сигналы получают в этих приемниках необходимую обработку (преобразование частоты, усиление, в некоторых системах связи предусмотрена демодуляция сигналов либо другие преобразования, предусмотренные алгоритмом обработки сигналов). Затем в передатчиках Пд01 и Пд02 сигналы переносятся на частоты сигналов нисходящих каналов и усиливаются до необходимого уровня. В результате этих преобразований сигнал с частотой f_1 на выходе цепочки, состоящей из приемника Пм01 и передатчика Пд01, преобразуется в сигнал с частотой f_3 , а сигнал с частотой f_2 на выходе цепочки Пм02 - Пд02 преобразуется в сигнал с частотой f_4 . Через разделительный фильтр РФ0 эти сигналы поступают на антенну космической станции и излучаются в сторону земных станций.

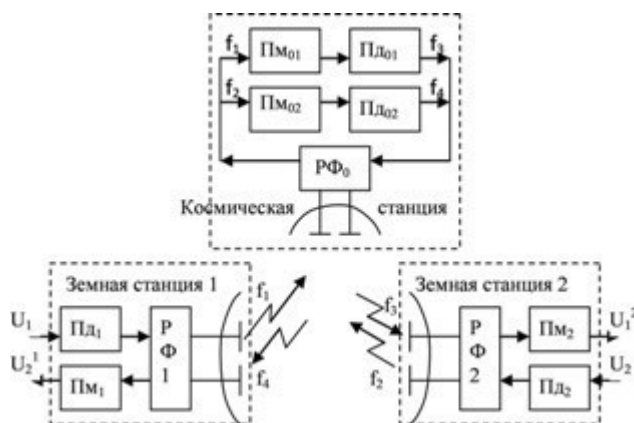


Рис. 2.4 Структурная схема спутниковой системы связи

На Земле сигналы с частотами f_3 и f_4 достигают антенн земных станций и поступают на входы соответствующих приемников. Приемник Пм2 настроен на частоту f_3 , соответственно, на выходе приемника будет восстановлен сигнал U_1 , подаваемый на вход системы связи со стороны земной станции 1. В свою очередь, на выходе приемника Пм1 будет восстановлен сигнал U_2 , передаваемый земной станцией 2.

Для систем спутниковой связи выделены полосы частот отдельно для восходящих и нисходящих каналов в диапазоне частот от 0,6...86 ГГц.

Одним из эффективных применений ССС является организация теле- и радиовещания с использованием спутников связи. В этом случае программы центральных студий теле- и радиовещания через ретрансляторы спутников связи передаются на сеть земных станций, принимающих сигналы спутников. Дальнейшее распределение этих сигналов по наземной сети осуществляется традиционными способами: с помощью эфирного или кабельного (проводного) телерадиовещания.

В зависимости от назначения спутниковых систем связи и типа земных станций различают следующие службы радиосвязи:

- фиксированная спутниковая служба – для связи между станциями, расположенными в определенных, фиксированных пунктах, а также распределения телевизионных программ;
- подвижная спутниковая служба – для связи между мобильными станциями, размещенными на транспортных средствах (самолетах, морских судах, автомобилях и т.д.);
- радиовещательная спутниковая служба для непосредственного приема радио- и телевизионных программ на терминалы, находящиеся у абонентов.

Фиксированная спутниковая служба традиционно развивается в направлении создания систем магистральной связи на основе мощных земных станций с антенными системами размером в несколько десятков метров. Из международных систем связи наиболее известна СССР InTelSat, через спутники которой передается около 2/3 международных телефонных переговоров и подавляющая часть телевизионных программ. В Российской системе «Орбита» используются спутники на высокой эллиптической орбите «Молния» и геостационарные спутники «Радуга» и «Горизонт».

Подвижная спутниковая служба поддерживает системы связи, в которых хотя бы одна станция была установлена на подвижных объектах. Например, система морской спутниковой связи InMarSat с помощью геостационарных спутников обеспечивает связь между морскими судами и береговыми станциями в акваториях Атлантического, Индийского и Тихого океанов.

Сочетание достижений в микроэлектронике и космической технике позволили создать системы связи с приемлемыми характеристиками на основе низкоорбитальных спутников. Низкая высота орбиты не позволяет устанавливать длительных сеансов связи с одним спутником. Непрерывность связи в таких системах может быть обеспечена увеличением количества спутников, одновременно находящихся на орбите и поочередно облетающих обслуживаемую ими территорию. Низкая стоимость запуска легких спутников делает экономически целесообразным размещение на орбите нескольких десятков спутников одновременно.

В системах спутниковой связи с использованием низкоорбитальных спутников возможна разная организация связи между абонентами. Если оба абонента находятся в зоне видимости одного спутника, между ними устанавливается прямая радиотелефонная связь через ретранслятор спутника. Если же абоненты находятся в зоне видимости разных спутников, то устанавливается специальный канал связи между этими спутниками. Если спутники находятся в пределах взаимной видимости, связь между ними может быть установлена специальная межспутниковая радиолиния. Кроме того, связь между спутниками может быть установлена через наземные сети связи, к которым подключены земные станции, находящиеся в зоне видимости каждого из спутников.

Радиовещательная спутниковая служба для непосредственного приема телевизионного вещания обеспечивает прием абонентами телевизионных программ в диапазоне частот 12 гигагерц. Этот частотный диапазон выбран из условия минимизации затрат на бортовое и наземное оборудование систем спутниковой связи. Для непосредственного приема программ спутникового телевидения абоненты (коллективные или индивидуальные) должны иметь дополнительное оборудование. В составе этого оборудования для приема и преобразования сигналов со спутника используют конвертор (преобразователь частоты сигнала со спутника) и антенную систему с устройством дистанционного управления антенной, с помощью которого устанавливается направление антенны на выбранный геостационарный спутник.

Лекция 3. Основы наземных цифровых систем радиосвязи

3.1 Введение

Системы сотовой связи по своей природе являются распределенными телекоммуникационными объектами. Наибольший географический разброс по своей специфике получили элементы системы базовых станций (BSS/UTRAN), а именно сами базовые станции (BTS, NodeB). Это связано с тем, что задача базовых станций обеспечивать покрытие сигналом сотовой связи на как можно большей территории. Одним из ограничивающих факторов быстрого разворачивания сети сотовой связи является необходимость организации транспортных потоков между базовыми станциями и контроллером базовых станций. Для строительства кабельных сооружений (электрических или оптических) может потребоваться длительное время: от нескольких месяцев, до нескольких лет. Если речь идет о горной, болотистой либо другой труднопроходимой местности, то строительство кабельной линии связи может оказаться практически невозможным. Кроме того, строительство проводной линии связи требует больших финансовых затрат, что может оказаться экономически невыгодным, если требуется организовать интерфейс лишь до одной-двух базовых станций. Удобное решение в подобной ситуации предлагают радиорелейные линии связи. Строительство пролета РРЛ занимает не более нескольких дней с учетом времени необходимого на настройку и запуск. Также разворачивание радиорелейного пролета требует гораздо меньших финансовых затрат, а максимальная протяженность может достигать 50 км и более.

Принцип организации связи с помощью радиорелейных систем передачи. На каждом из двух концов должен быть установлен комплект оборудования для организации связи, который обычно включает в себя внутренний блок, внешний модуль и излучающая параболическая антенна. Внутренний модуль устанавливается в аппаратной, в непосредственной близости к телекоммуникационному оборудованию, либо в специальный термоизоляционный контейнер. Он выполняет задачи коммутации и мультиплексирования нескольких сигналов в один, модуляцию сигнала на промежуточную частоту, управление внешним модулем, а также отвечает за переключение на резерв, если это предусмотрено конструкцией РРЛС. Внутренний модуль может обслуживать от одного до нескольких комплектов внешнего оборудования (внешний модуль + антенна). Внешний модуль представляет собой преобразователь, который переносит сигнал с промежуточной частоты, полученный от внутреннего модуля на основную частоту, лежащую в пределах 6-38 ГГц. Это его главная функция. Внутренний и внешний модули соединяются, обычно, коаксиальным кабелем. После перемодуляции сигнала во внешнем модуле сигнал излучается через параболическую антенну. С противоположной стороны должен быть установлен аналогичный комплект оборудования. Обычно все современные РРЛ являются дуплексными, т.е. и передавать, и принимать сигнал они могут через один и тот же комплект оборудования.

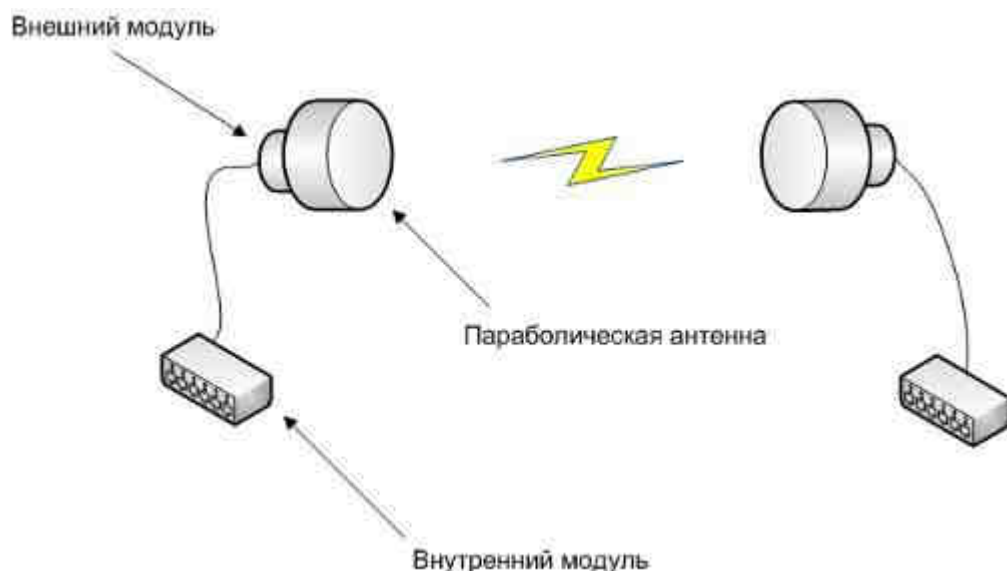


Рис. 3.1 – Структура радиорелейного пролета

При настройке РРЛС должна быть обеспечена прямая видимость между обеими антеннами. Сам процесс настройки носит название "юстировка". При этом путем изменения направления излучения основного лепестка для обеих антенн добиваются максимально возможного уровня приема сигнала на каждой стороне. Чем выше будет уровень принимаемого сигнала, тем более устойчив будет радиорелейный пролет к внешним метеоусловиям. Кроме того, уровень сигнала может повлиять на емкость системы, т.к. оборудование некоторых производителей предусматривает снижение емкости РРЛС при достижении некоторого минимального уровня.

Предельная дальность современных РРЛ, как правило, ограничена 50 км. Благодаря цифровому способу передачи и помехоустойчивому кодированию, они могут противостоять неблагоприятным метеоусловиям. Однако обычно для длинных пролетов вводятся некоторые ограничения: пролет должен быть максимально "чистым", т.е. между антеннами не должно быть ни каких препятствий. Кроме того, должна быть использована минимальная частота и максимальный диаметр параболической антенны. Также обычно эти РРЛС имеют уменьшенную емкость. На практике чаще используются менее длинные пролеты (протяженностью до 30 км).

В настоящее время на рынке телекоммуникационного оборудования представлено множество вариантов различных производителей, как по емкости, так и по стоимости. Существуют РРЛ, которые позволяют передавать до 500 Мбит/сек и поддерживают транспортные потоки 2xSTM-1, Fast и Gigabit Ethernet. Однако данные системы достаточно дорогие и на практике большее распространение нашли РРЛС емкостью 16 и 64 E1 потоков.

Хотя системы радиорелейные линии связи и предусматривают помехоустойчивое кодирование и резервирование, они обладают меньшей надежностью, чем кабельные линии связи. Поэтому на важных интерфейсах, например BSC-MSC, RNC-MGW, RNC-SGSN и т.п., обычно применяются кабельные линии связи. Однако высокая скорость реализации и низкая стоимость позволяют говорить, что РРЛ будут и в дальнейшем применяться при строительстве систем базовых станций (BSS/UTRAN).

3.2 Определение высот подвеса антенн

Расстояние между двумя радиорелейными станциями составляет, как правило, до 50 км. Антенны вешают на высоту от 15 до 100 м. Определяется высоты подвеса следующим образом:

1. Для пролета измеряются высотные отметки профиля.
2. Строится линия условного нулевого уровня по формуле:

$$Y_i = \frac{R_0^2}{2R_3} K_i (1 - K_i),$$

где R_0 — длина пролета, $K_i = \frac{R_i}{R_0}$ — относительная координата текущей точки на оси

абсцисс, R_i — расстояние до текущей точки, $R_3=6370$ км — геометрический радиус Земли.

3. По линии условного нулевого уровня и высотным отметкам профиля строится профиль пролета.

4. Рассчитывается значение нулевой рефракции $H_{(0)}$ по формуле:

$$H_{(0)} = H_0 - \Delta H(\bar{g} + \sigma) + d,$$

где $H_0 = \sqrt{\frac{1}{3} R_0 \lambda k (1 - k)}$ — радиус минимальной зоны Френеля;

$$\Delta H(\bar{g} + \sigma) = -\frac{R_0^2}{4} (\bar{g} + \sigma) K (1 - K) \quad - \text{изменение просвета на пролете за счет}$$

атмосферной рефракции;

λ — длина волны,

$K=K_i$ — для наивысшей точки пролета;

d — средняя ошибка топографической карты (для равнинно-холмистой местности и масштаба карты 1:10⁵ значение средней ошибки $d=9$ м [2, 230], для плоско-равнинной местности $d=6$ м).

3.3 Принципы построения систем сотовой связи

Системы подвижной связи с одной базовой станцией, обеспечивающей работу системы на всей обслуживаемой территории (называемые радиальными), имеют два основных недостатка. Во-первых, при большом удалении от базовой станции сигнал на мобильную станцию приходит с большим ослаблением. Это вынуждает увеличивать мощность радиопередатчиков и чувствительность радиоприемников, что, в свою очередь, вызывает нежелательный рост веса и габаритов мобильной станции и сокращения цикла работы ее источника питания. Во-вторых, увеличение количества обслуживаемых абонентов приводит к пропорциональному росту необходимых радиоканалов. При дефиците частотного ресурса это тормозит дальнейшее развитие системы.

В сотовых системах связи вся обслуживаемая территория делится на относительно небольшие зоны (ячейки). Наилучшая форма такой зоны имеет вид правильного шестиугольника (при такой форме центры соседних ячеек находятся на одинаковом расстоянии друг от друга, и в любую точку на границе между соседними ячейками сигналы от соответствующих базовых станций будут приходить одинакового уровня). Организация системы связи в этом случае напоминает рисунок сот в пчелином улье, и такие системы называют сотовыми (рис. 3.2).

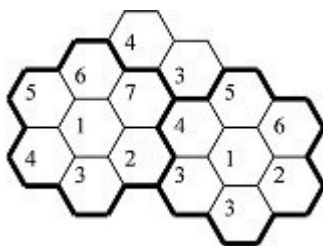


Рис. 3.2 Структура сотовой системы

Приблизительно в центре каждой соты устанавливается маломощная базовая станция. За каждой базовой станцией закрепляется набор рабочих частот (в простейшем случае это может быть одна частота). Базовые станции с помощью специальных каналов связи (это могут быть проводные или радиоканалы) связаны друг с другом и с центром коммутации, управляющим работой всей системы.

Антенна базовой станции в общем случае имеет круговую диаграмму направленности. Мощность радиопередатчика выбирается из условия устойчивого приема сигналов на территории всей соты. В общем случае на территории соседней соты сигнал имеет ненулевое значение, поэтому может нарушать нормальную работу радиосредств соседней ячейки.

Частоты радиоканалов каждой соты для уменьшения взаимного влияния сигналов станций соседних ячеек выбирают по определенному правилу и базовые станции с одинаковым набором частот разносят на величину защитного интервала, за пределами которого взаимное влияние соседних станций пренебрежимо мало. Для этого между базовыми станциями с одинаковыми наборами частот помещают базовые станции с другим набором рабочих частот. Группа соседних сот с различными наборами частот образуют кластеры, в которых представлены все рабочие частоты, выделенные данной системы связи, причем ни одна из частот в полном наборе не повторяется. Полный набор частот определяет размерность кластера.

На рис. 3.2 жирными линиями выделены кластеры с количеством частот в наборе, равном 7 (на практике формируются кластеры и с другим количеством частот). В результате вся обслуживаемая территория покрывается сетью кластеров, и в каждом кластере используется 7 различных частот (7 наборов различных частот). Таким образом, на обслуживаемой территории 7 рабочих частот, выделенных в данной системе подвижной связи, будут повторяться столько раз, сколько кластеров образуют данную систему. И в то же время работа станций на этих частотах в соседних кластерах не будет вызывать отрицательного влияния друг на друга. Метод многократного использования частот позволяет во столько же раз повысить количество обслуживаемых абонентов.

Для дальнейшего увеличения количества обслуживаемых клиентов принимают и другие меры: уменьшают радиус соты на территориях с повышенной концентрацией мобильных станций (супермаркеты, аэропорты и т.п.). Типичный размер ячейки сотовой подвижной связи составляет несколько километров, ячейки размерами несколько сот метров называют микросотами, а ячейки размерами несколько десятков метров - пикосотами. Для этой же цели на базовых станциях используют не одну антенну с круговой диаграммой направленности, а несколько антенн с секторными диаграммами направленности. В этом случае структура повторного использования частот имеет более сложный характер, но зато одна частота в пределах одного кластера может использоваться дважды.

3.4 Принципы установления связи в системы подвижной радиосвязи

Структурная схема сотовой системы подвижной связи представлена на рисунке 3.3.

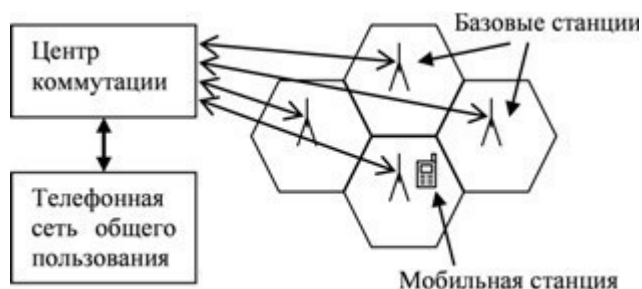


Рис. 3.3 Структурная схема сотовой системы подвижной радиосвязи

Обслуживаемая территория разбивается на ячейки соответствующего размера. Примерно в центре каждой ячейки устанавливается базовая станция, включающая в себя приемопередающее устройство, антенно-фидерное устройство для образования радиоканалов с мобильными станциями и управляющее устройство (контроллер). Контроллер предназначен для обработки соединений мобильной станции с остальной сетью. Мобильная станция может находиться в любом месте обслуживаемой территории. Ядром системы является центр коммутации, к которому подключена каждая базовая станция специальным каналом связи. Центр коммутации также имеет выход на телефонную сеть общего пользования и управляет установлением соединений, как между мобильными станциями, так и стационарными телефонами.

В сотовых системах между мобильной станцией и базовой станцией могут быть установлены каналы связи двух типов: каналы управления и информационные каналы. Каналы управления предназначены для обмена информацией, связанной с выполнением заявки на обслуживание, вызовом абонента и установлением соединения между вызывающим и вызываемым абонентом. В свою очередь канал управления делится на прямой (от базовой станции) и обратный (от мобильной станции). Информационные каналы предназначены для передачи речи или данных между пользователями.

Мобильная станция постоянно работает в режиме дежурного приема на канале вызова. Предварительно (при включении) выполняется инициализация мобильной станции: мобильная станция сканирует прямые каналы управления соседних базовых станций и выбирает канал с самым сильным сигналом (ближайшую базовую станцию). По свободному обратному каналу управления мобильная станция передает в центр коммутации свои персональные данные, которые используются для регистрации мобильной станции. Операции обмена служебной информацией с базовой станцией регулярно повторяются, пока включена мобильная станция. Кроме того, мобильная станция следит за сигналами вызова.

В системах подвижной связи должна быть обеспечена непрерывность связи при перемещении абонента из одной ячейки в другую. Для этого мобильная станция постоянно сканирует каналы управления соседних базовых станций и выбирает канал с самым сильным сигналом. Это позволяет следить за перемещением мобильной станции, и если мобильная станция входит в другую ячейку, выбирается новая базовая станция. Такая организация связи мобильных станций называется эстафетной передачей, которая выполняется без прерывания сеанса связи, а в современных системах и незаметно для абонентов.

Заявка на сеанс связи от мобильной станции отправляется по свободному каналу управления через базовую станцию на центр коммутации. Центр коммутации по данным регистрации мобильных станций определяет базовую станцию, в зоне действия которой в данный момент находится вызываемая мобильная станция, и направляет ей номер вызываемого абонента. Базовая станция по прямому каналу управления направляет звонок вызываемому абоненту.

Вызываемая мобильная станция в потоке служебной информации прямого канала управления распознает по номеру адресуемое ему сообщение и направляет ответ базовой станции. По этому ответу центр коммутации устанавливает канал связи между базовыми станциями, обслуживающими вызывающего и вызываемого абонентов, а также информационные каналы внутри соты, по которым обмениваются информацией базовая и мобильная станции. Соответствующие сигналы от центра коммутации передаются на базовые станции, а затем на мобильные станции, в результате чего мобильные станции перейдут на выделенные им информационные каналы. Если во время сеанса связи мобильная станция переходит в зону действия другой базовой станции, то под управлением центра коммутации старый канал заменяется новым без прерывания сеанса связи.

3.5 Структура сигнала GSM

Несмотря на короткий исторический отрезок развития, подвижная сотовая связь прошла несколько этапов.

Первое поколение сотовых систем связи использовали аналоговые сигналы для передачи речи. Из разнообразных систем подвижной связи наибольшее распространение получили AMPS (Северная Америка), NMT (Северная Европа). Эти же системы используются в России. Так, система NMT (Nordic Mobile Telephone System) использует диапазон частот 453...467 МГц (NMT-450) с дуплексным разносом 10 МГц и 890...960 МГц с разносом 45 МГц. Каждый канал в обеих системах занимает полосу 25 кГц с частотной модуляцией сигналов.

Аналоговые системы подвижной связи первого поколения используют разные стандарты, что затрудняет их совместное использование, имеют низкое качество связи, не допускают шифрования передаваемых сообщений.

Системы подвижной связи второго поколения используют цифровые методы передачи. Наиболее широкое распространение получили европейский стандарт GSM, американский D-AMPS и японский JDC. В России в качестве федерального стандарта принят стандарт GSM.

Система GSM-900 (Global System for Mobile communications) работает в диапазоне 890...915 МГц для передачи сигналов от мобильной станции и в диапазоне 935...960 МГц для передачи от базовой станции. Каждый из этих диапазонов разбит на 124 частотных канала с разносом между частотами 200 кГц. Временная и частотная структура сигнала GSM приведена на рисунке 2.4. В каждом частотном канале в течение кадра передаются поочередно сигналы 8 абонентов, то есть используется и частотное, и временное разделение каналов.

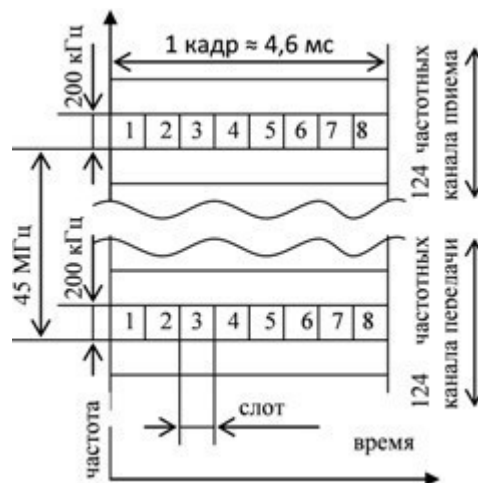


Рис. 3.4 Временная и частотная структура сигнала GSM

Структура канального интервала стандарта GSM приведена на рисунке 2.5. Зашифрованные информационные биты передаются двумя порциями по 57 бит. Настраиваемая последовательность (известная комбинация битов, разная для каждой ячейки) используется для настройки параметров приемника по получаемому сигналу. В каждом канальном интервале передаются служебные сигналы (синхронизации, управления и т.п.), предусмотрены защитные биты, предохраняющие проникновение сигналов соседних каналов.



Рис. 3.5 Структура канального интервала стандарта GSM

Слот канала трафика (156,25 бит, 577 мкс, из них 148 бит-информационная Слоты канала управления по видам пачка)

T	ED	S	TS	S	ED	T	G
3	57	1	26	1	57	3	8,25

T (Tail bits) – хвостовые биты; ED (Encrypted Data) – кодированные данные пользователя (речь или данные); S (Stealing flag) – скрытые флажки – признак речь/управление; G (Guard period) – защитный интервал; TS (Training Sequence) – обучающая последовательность;

В системе GSM при изменении расстояния между базовой и мобильной станцией базовая станция передает сигналы управления на мобильную станцию для временного сдвига сигналов, передаваемых мобильной станцией. Это исключает попадание сигналов разных мобильных станций, находящихся на разных расстояниях от базовой станции, на общие временные интервалы. При изменении дальности на мобильную станцию также поступают сигналы управления, регулирующие мощность излучаемого сигнала.

В условиях городской застройки распространение сигнала сопровождается многочисленными отражениями и переизлучениями. В результате в точку приема поступает не только основной сигнал, но и копии этого сигнала, имеющие разные амплитуды и временные задержки. В конечном итоге многолучевое распространение приводит к замираниям сигнала. Для борьбы с замираниями в системе GSM используют медленные скачки частоты: сообщение, передаваемое абоненту в выделенном временном интервале, в каждом кадре передается на другой частоте.

Лекция 4. Виды систем множественного доступа

4.1 Введение

Основная проблема построения системы связи – это выбор и техническая реализация передачи и приема информации. Эти задачи очень тесно связаны с такими процессами, как модуляция и демодуляция. При более тщательном изучении вопросов очень часто сталкиваются с такими вопросами, как синхронизация и разработка методов демодуляции для каналов с памятью, когда происходит рассеяние сигнала по времени и по частоте.

Любая система связи проектируется таким образом, чтобы, используя существующие ресурсы – временные, частотные, энергетические, динамический диапазон, обеспечить передачу наибольшего объема информации с заданным качеством связи и минимально возможными энергетическими потерями.

В современном мире, аналоговой передачи уже, как таковой, нет. Это произошло из-за того, что современная микроэлектроника позволяет реализовывать достаточно сложные алгоритмы обработки цифровых сигналов. И качество передачи сообщений при прочих общих условиях оказывается выше в цифровых системах, чем в аналоговых.

Цифровые системы обладают двумя особенностями:

1. Сообщения передаются в виде последовательности битов, которые могут принимать значения $\{0, 1\}$.
2. Последовательность битов передается одним из сигналов, которые называются канальными символами. Если 1 бит передается одним канальным символом, то система называется двоичной, в противном случае M -ичной.

В настоящее время в системах с подвижными объектами используется 3 основных способа множественный доступа:

- TDMA (Time Division Multiple Access) – множественный доступ с временным разделением;
- FDMA (Frequency Division Multiple Access) – множественный доступ с частотным разделением;
- CDMA (Code division multiple access) – множественный доступ с кодовым разделением.

4.2. TDMA

Основной принцип TDMA заключается в том, что имеющийся ресурс разделяется между участниками информационного обмена на циклически повторяющиеся промежутки

времени. Промежутки времени получили название "таймслот" (timeslot, TS). При этом абонент может использовать всю ширину пропускания канала, но только в определенные временные отрезки (рис. 4.1).

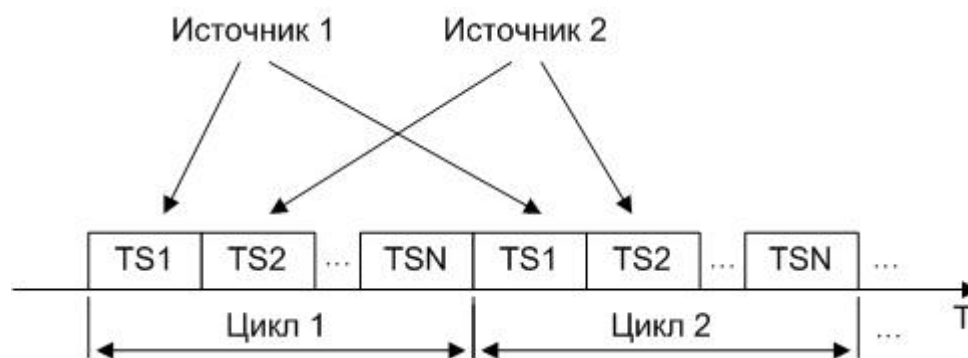


Рис. 4.1. Структура цикла TDMA

В такой ситуации главное, чтобы сигналы соседних таймслотов не накладывались друг на друга. Это может быть вызвано как слишком высокой мощностью передачи, так и помехами в канале, несовершенством используемого оборудования. Чтобы избежать подобных межслотовых помех часто вводят специальный защитный временной интервал. Таким образом, если часть энергии одного передатчика просочится за пределы отведенного ему таймслота, то она будет оказывать воздействие лишь на не несущий информацию защитный интервал. Введение такого интервала снижает общую пропускную способность канала связи, но необходимо для поддержания заданных характеристик качества обслуживания.



Рис. 4.2. Защитные интервалы в цикле TDMA

TDMA применяется в стандарте сотовой связи GSM (Global System for Mobile Communications).

4.3. FDMA

Принцип FDMA заключается в том, что весь частотный спектр разделяется между пользователями на равные или не равные частотные полосы. Источники информации могут использовать выделенный им частотный ресурс неограниченно по времени, но при

этом не должны создавать помехи соседним каналам. Чтобы избежать переходных помех вводят специальный защитный частотный интервал между соседними каналами. Это так называемая полоса расфильтровки. Она не используется для передачи информации и поэтому снижает общую пропускную способность имеющегося канала связи.

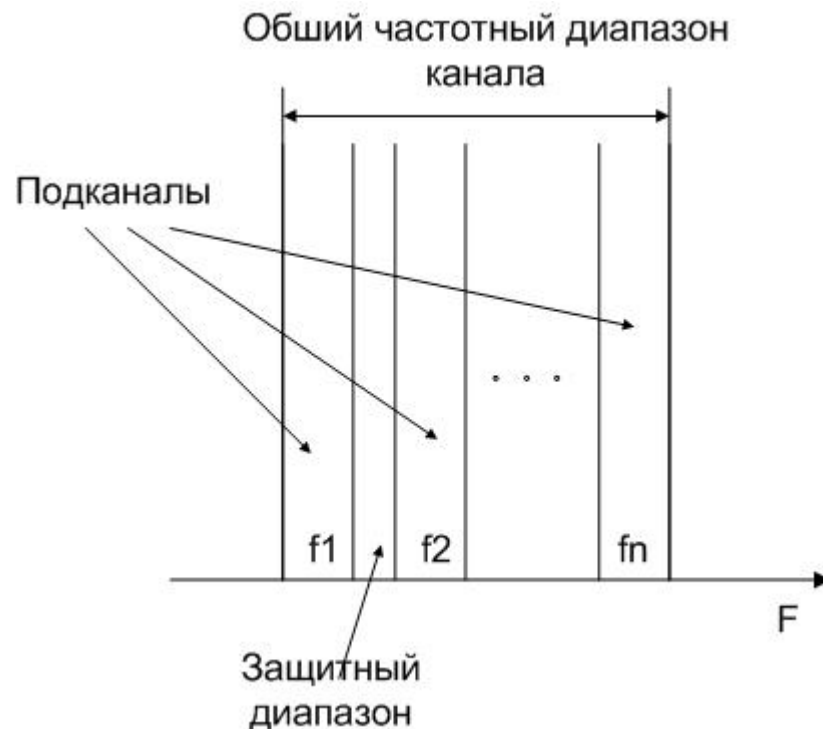


Рис. 4.3. Принцип организации FDMA

В действительности принцип временного разделения, когда теоретически можно использовать весь частотный диапазон, не выполняется. Точно также и принцип частотного разделения, когда ресурс доступен неограниченно по времени, не выполняется.

Это обусловлено двумя причинами:

1. Нельзя передавать сигналы без высокочастотной модуляции, так как сигнал быстро затухает в передающей среде.
2. Частоты и время – это также ресурсы, которые используются для увеличения объема передачи данных.

Поэтому при организации связи используется сразу оба принципа. Например, в стандарте GSM одновременно используются TDMA и FDMA. Весь частотный диапазон разделяется на частотные каналы по 200 кГц каждый, которые в свою очередь состоят из 8 таймслотов.

4.4. CDMA

В CDMA (Code Division Multiple Access), для каждого узла выделяется весь спектр частот и всё время. CDMA использует специальные коды для идентификации соединений. Каналы трафика при таком способе разделения среды создаются посредством применения широкополосного кодо-модулированного радиосигнала – шумоподобного сигнала, передаваемого в общий для других аналогичных передатчиков канал, в едином широком частотном диапазоне. В результате работы нескольких передатчиков эфир в данном частотном диапазоне становится ещё более шумоподобным. Каждый передатчик модулирует сигнал с применением присвоенного в данный момент каждому пользователю отдельного числового кода, приёмник, настроенный на аналогичный код, может вычленять из общей какофонии радиосигналов ту часть сигнала, которая предназначена данному приёмнику. В явном виде отсутствует временное или частотное разделение каналов, каждый абонент постоянно использует всю ширину канала, передавая сигнал в общий частотный диапазон, и принимая сигнал из общего частотного диапазона. При этом широкополосные каналы приёма и передачи находятся на разных частотных диапазонах и не мешают друг другу. Полоса частот одного канала очень широка, вещание абонентов накладывается друг на друга, но, поскольку их коды модуляции сигнала отличаются, они могут быть дифференцированы аппаратно-программными средствами приёмника.

При кодовой модуляции применяется техника расширения спектра с множественным доступом. Она позволяет увеличить пропускную способность при неизменной мощности сигнала. Передаваемые данные комбинируются с более быстрым шумоподобным псевдослучайным сигналом с использованием операции побитового взаимоисключающего ИЛИ (XOR). На рис. 4.4 показан пример, демонстрирующий применение метода для генерации сигнала. Сигнал данных с длительностью импульса T_b комбинируется при помощи операции XOR с кодом сигнала, длительность импульса которого равна T_c (замечание: ширина полосы пропускания пропорциональна $1/T$, где T = время передачи одного бита), следовательно, ширина полосы пропускания сигнала с данными равна $1/T_b$ и ширина полосы пропускания получаемого сигнала равна $1/T_c$. Так как T_c много меньше T_b , ширина полосы пропускания получаемого сигнала намного больше, чем таковая оригинального сигнала передаваемых данных. Величина T_b/T_c называется базой сигнала.

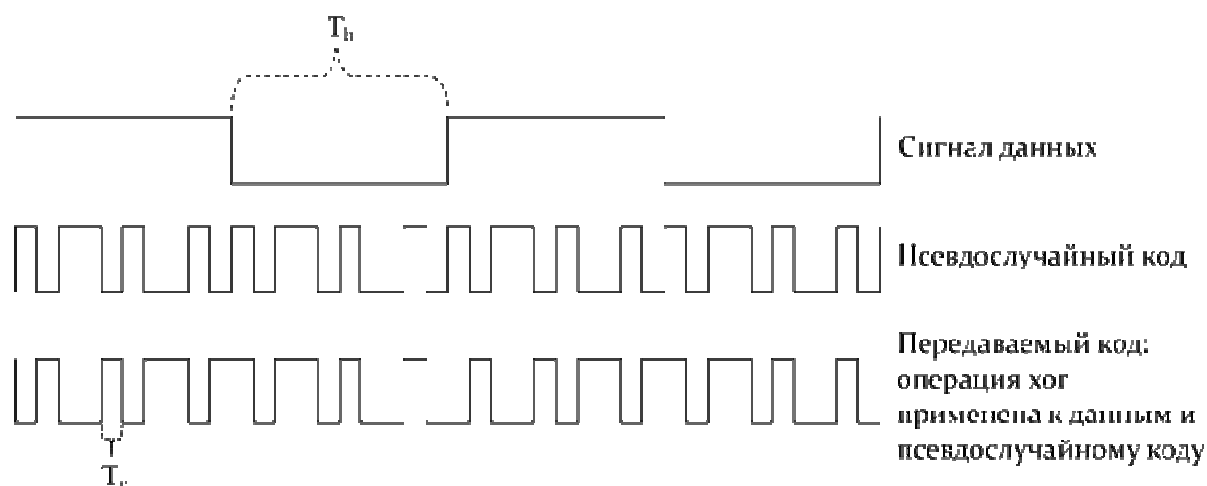


Рис. 4.4 Генерация сигнала CDMA

4.5. Преимущества CDMA

1. Высокая спектральная эффективность. Кодовое разделение позволяет обслуживать больше абонентов на той же полосе частот, чем другие виды разделения (TDMA, FDMA).

2. Гибкое распределение ресурсов. При кодовом разделении нет строгого ограничения на число каналов. С увеличением числа абонентов постепенно возрастает вероятность ошибок декодирования, что ведёт к снижению качества канала, но не к отказу обслуживания.

3. Более высокая защищённость каналов. Выделить нужный канал без знания его кода весьма трудно. Вся полоса частот равномерно заполнена шумоподобным сигналом.

4. Телефоны CDMA имеют меньшую пиковую мощность излучения, и потому менее вредны. Хотя данный пункт является спорным.

5. Высокая помехозащищённость каналов с расширенным спектром по сравнению с СП с узкополосными сигналами.

Большинство каналов передачи в системах подвижной связи являются многолучевыми и, следовательно, для них характерны частотно-селективные замирания, когда суммарная мощность совокупности спектральных компонентов в относительно узкой полосе частот может существенно снижаться. Для узкополосных систем это приводит к существенному снижению мощности принимаемого сигнала, в то время как мощность широкополосного сигнала уменьшается незначительно, так как при передаче она была распределена в широкой полосе. Кроме этого, при работе во временной области разные лучи имеют разную временную задержку. При использовании сигналов с расширенным спектром лучи можно разделить и обеспечить их совместную демодуляцию, что эквивалентно увеличению мощности принимаемого сигнала.

4.6. Ортогональное частотное разделение каналов OFDM с мультиплексированием

Принцип доступа на основе мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple) существует уже несколько десятилетий. Однако его использование в коммерческих системах началось в прошлом десятилетии. Наиболее важными беспроводными технологиями, в которых используется OFDM-разделение, является цифровое аудио- и видеовещание DAB и DVB (Digital Audio Broadcasting и Digital Audio and Video Broadcasting), беспроводные локальные сети (WLAN wireless local area networks) и (в последнее время) беспроводной абонентский доступ (WLL — wireless local loop) [54]. Главная концепция данного метода заключается в том, что один поток данных со скоростью передачи Q бит/с разделяется на N потоков данных со скоростями передачи Q/N бит/с, каждый из которых имеет свою собственную несущую частоту. В случае OFDM-разделения выбирается прямоугольная форма импульса, используемого для передачи. Преимущество заключается в том, что задача формирования импульса и модуляции может быть решена с помощью простого дискретного обратного преобразования Фурье IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform). Таким образом, N -е число потоков данных объединяется с помощью быстрого обратного преобразования Фурье (IFFT), что может быть очень легко реализовано для получения временного сигнала с разрешением по времени для IFFT-передачи. Следовательно, для осуществления в приемнике обратной операции необходима реализация прямого преобразования Фурье FFT (Fast Fourier Transform).

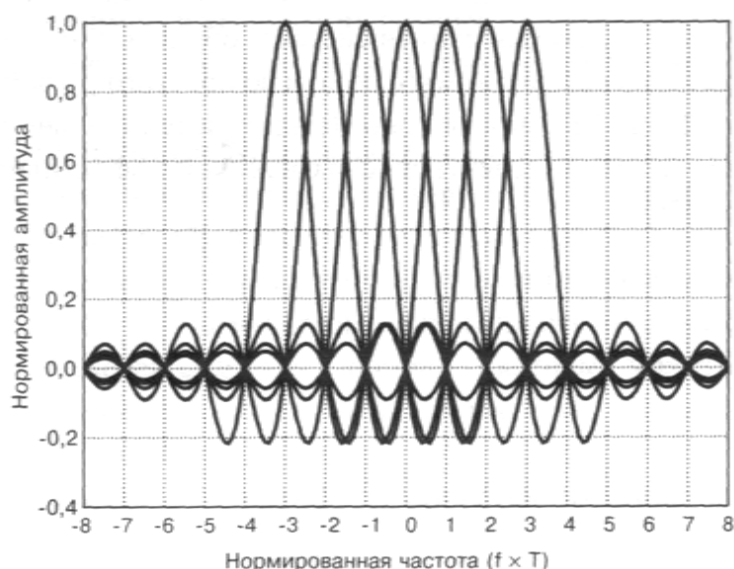


Рис. 4.5. Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов

Согласно теоремам преобразования Фурье, прямоугольная форма импульса приведет к тому, что спектр поднесущих будет иметь вид $\sin(x)/x$, как показано на рис. 4.5.

Допускается перекрытие частот параллельных потоков данных, которые имеют меньшую скорость передачи. Таким образом, ширина полосы частот модулированного символа (бита) эффективным образом уменьшается на N с одновременным увеличением его длительности также на N . Следовательно, селективность по частоте и межсимвольная интерференция ISI (Inter Symbol Interference) могут быть устранены выбором соответствующего значения N . Разнос несущих частот Δf выбирается таким образом, чтобы каждая поднесущая была ортогональна относительно всех других поднесущих; соответственно, $\Delta f = 1/T$, где T – длительность символа OFDM (или, если быть точнее, эффективная длительность преобразования Фурье).

OFDM-разделение особенно хорошо подходит для передачи через канал с дисперсией (то есть канала с частотной зависимостью). В 1993 г. Линнертц и др. (англ. Linnertz et al) предложили множественный доступ с кодовым разделением каналов на нескольких несущих MCCDMA (multi-carrier code division multiple access). Эта новая CDMA-система, основанная на комбинированном использовании схем CDMA и ортогональной частотной модуляции OFDM, где расширение осуществляется не во временной, как в DS-CDMA системе, а частотной области. Каждая из M несущих частот в системе с несколькими несущими MC-CDMA (multi-carrier CDMA) умножается на расширяющую последовательность, являющуюся уникальной для каждого пользователя. Большое внимание, которым пользуется данная система, обусловлено тем, что передача и прием сигнала легко осуществимы с помощью простого устройства быстрого преобразования Фурье FFT, причем оно обладает потенциальной надежностью для обеспечения частотной селективности с высокой эффективностью использования частоты.

Лекция 5. Радиосвязь на основе технологии CDMA

5.1 Технология CDMA

В основе технологии CDMA лежит широкополосная модуляция. Основные преимущества CDMA заключаются в следующем:

1. при одновременной работе несколько абонентов в одной и той же полосе частот их взаимное влияние является незначительным.

2. Высокая помехозащищенность в условиях мощных импульсных (узкополосных) помех, так как такая помеха поражает только часть спектра полезного сигнала, и ее можно подавить фильтром, при этом остальная часть спектра полезного сигнала будет сохранена.

3. Существенным преимуществом является отсутствие необходимости решать проблему распределения частот между различными абонентами, так как все абоненты работают в одной и той же полосе частот.

4. Полезное свойство – это сохранение работоспособности в условиях многолучевого распространения. Однако, в CDMA, также как и в GSM, используют методы оценки ИХ, чтобы повысить качество связи.

Псевдослучайные последовательности формируются аналогично тому, как это делается для скремблирования.

В табл. 5.1. указаны значения коэффициентов многочленов, которые используются для генерации псевдослучайные последовательности с максимальной длиной $m=7$.

Табл. 5.1 Многочлены для псевдослучайных последовательностей

Номер много- члена	Значения коэффициентов характеристических многочленов							
	c_0	c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6	c_7
1	1	0	0	0	0	0	1	1
2	1	0	0	0	1	0	0	1
3	1	0	0	0	1	1	1	1
4	1	0	0	1	0	0	0	1
5	1	0	0	1	1	1	0	1
6	1	0	1	0	0	1	1	1
7	1	0	1	0	1	0	1	1
8	1	0	1	1	1	0	0	1
9	1	0	1	1	1	1	1	1
10	1	1	0	0	0	0	0	1
11	1	1	0	0	1	0	1	1
12	1	1	0	1	0	0	1	1
13	1	1	0	1	0	1	0	1
14	1	1	1	0	0	1	0	1
15	1	1	1	0	1	1	1	1
16	1	1	1	1	0	0	0	1
17	1	1	1	1	0	1	1	1
18	1	1	1	1	1	1	0	1

На основе псевдослучайных последовательностей формируют псевдослучайные сигналы. На рис. 5.1 показаны основные операции при расширении и сжатии спектра системы DS-CDMA. Наиболее простой способ расширения – это умножение информационного сигнала на псевдослучайную последовательность.

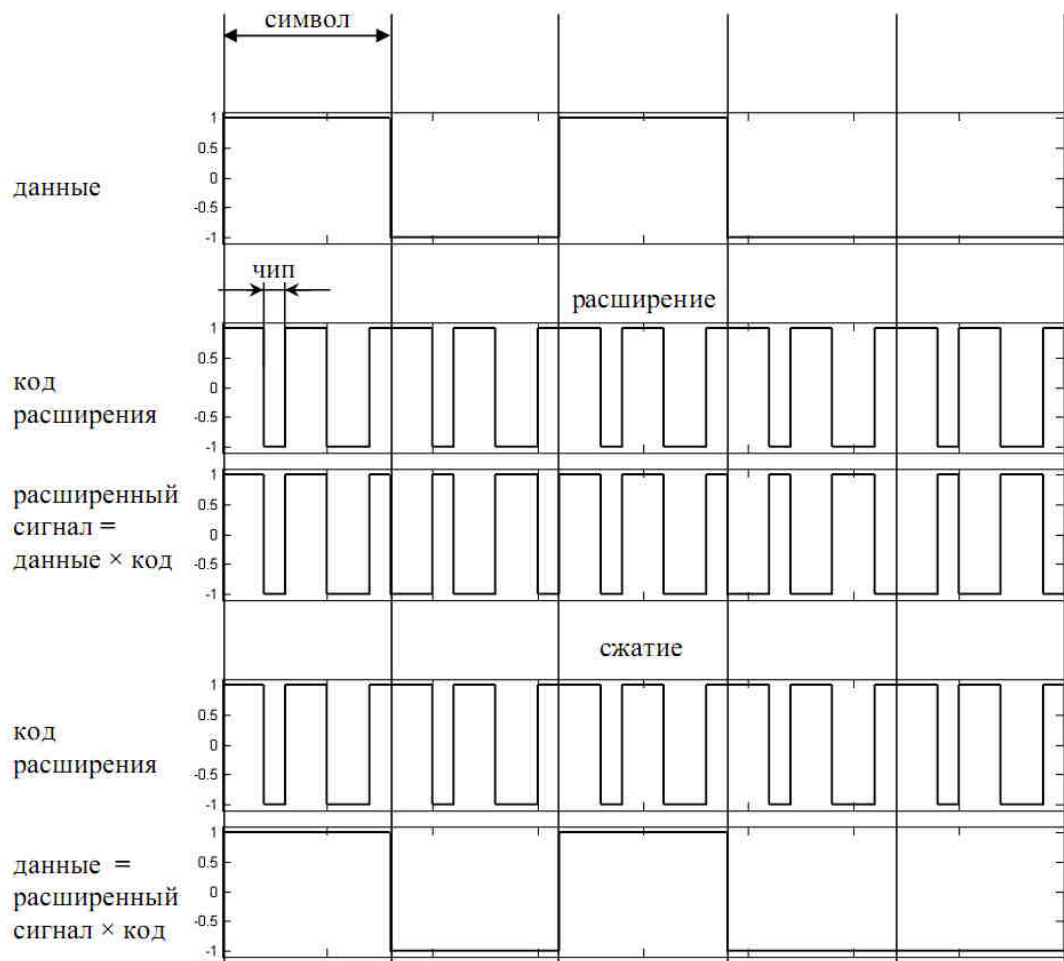


Рис. 5.1 – Расширение и сжатие в DS-SS

В данном примере данные пользователя представляют собой битовую последовательность с двухпозиционной фазовой манипуляцией (BPSK), передаваемую со скоростью R , где биты данных пользователя имеют значения ± 1 . Операция расширения в этом примере - это умножение каждого бита данных пользователя на последовательность из 8 кодовых битов, называемых чипами.

Модуляции расширения также использует BPSK (импульсы с амплитудой ± 1). Мы видим, что полученные в результате расширения данные передаются со скоростью $8R$ и имеют такой же случайный (шумоподобный) вид, что и код расширения. В этом случае можно сказать, что мы использовали коэффициент расширения равный 8. Затем этот широкополосный сигнал передается по беспроводному каналу на приемный конец.

При сжатии мы умножаем расширенные данные пользователя/последовательность чипов, бит за битом на те же самые 8 кодовых чипов, которые использовали во время расширения этих битов. Как показано на рис. 6.1, исходная битовая последовательность пользователя отлично восстанавливается при условии, что мы имеем также точную синхронизацию расширенного сигнала пользователя и точную копию кода расширения (сжатия).

Умножение скорости передачи сигналов на коэффициент 8 соответствует расширению (на коэффициент 8) занимаемого спектра частот расширенным сигналом данных пользователя. Благодаря этому достоинству системы CDMA чаще называют системами с расширенным спектром. Сжатие восстанавливает ширину полосы частот пропорционально R сигнала.

Процедуру расширения можно описать следующим образом:

$$p(t) = \sum_{k=1}^N a_k \cdot q(t - k\tau_0).$$

А результат умножения $s(t) \cdot p(t)$ дает передаваемый сигнал.

$a_k, k = 1, 2, \dots, N$ - символы псевдослучайных последовательностей, принимающих значения -1 и $+1$;

$q(t)$ - форма элементарного символа псевдослучайного сигнала

На рис. 5.2 и 5.3 представлены примеры нормированных графиков нормированных автокорреляционных и взаимной корреляционной функций псевдослучайных сигналов, сформированных на основе последовательностей с многочленами 5 и 10.

$$R_{ii} = \frac{1}{E_i} \cdot \int_0^{T_c} p_i(t) p_i(t - \tau) dt, \quad R_{ij} = \frac{1}{\sqrt{E_i E_j}} \cdot \int_0^{T_c} p_i(t) p_j(t - \tau) dt$$

$$E_i = \int_0^{T_c} p_i^2(t) dt$$

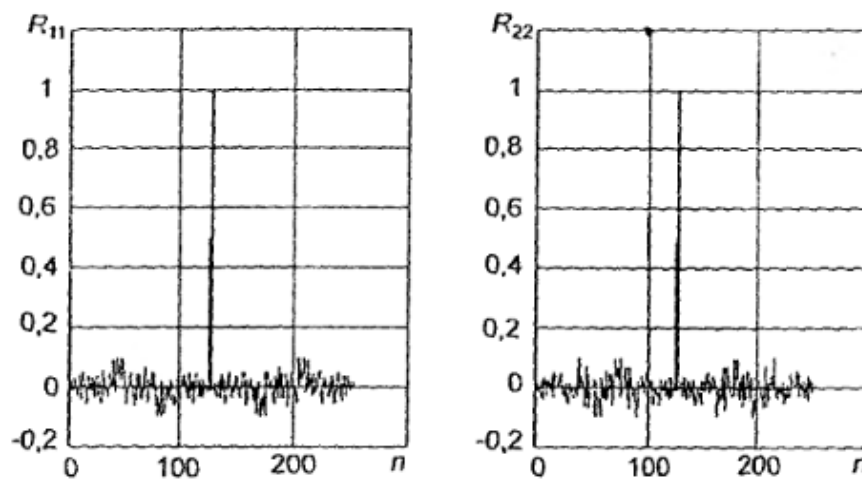


Рис. 5.2 – Автокорреляционные функции двух псевдослучайных сигналов, формируемых на основе М-последовательностей ($m=7, N=127$)

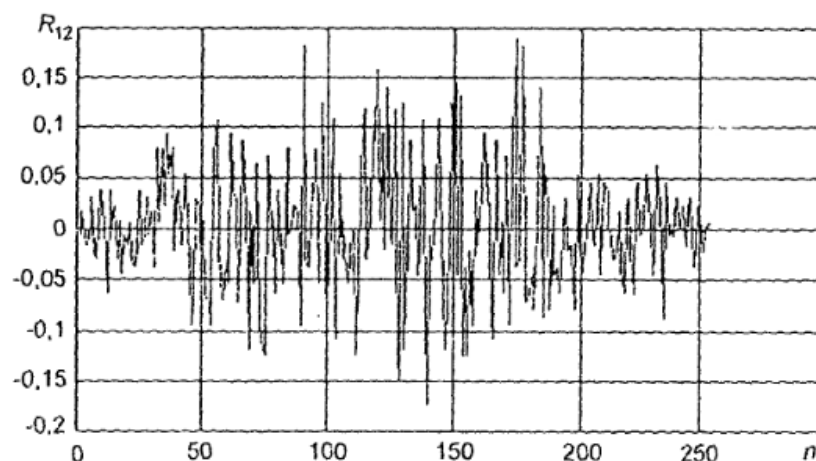


Рис. 5.3 – Взаимная корреляционная функция двух псевдослучайных сигналов, формируемых на основе М-последовательностей

Принцип действия корреляционного приемника для CDMA показан на рис. 5.4. Верхняя половина рисунка показывает прием полезного собственного сигнала. Как и на рис. 5.1, здесь мы видим операцию сжатия при идеально синхронизированном коде. Затем

корреляционный приемник интегрирует (т.е. суммирует) получающиеся произведения (данные код) для каждого бита пользователя.

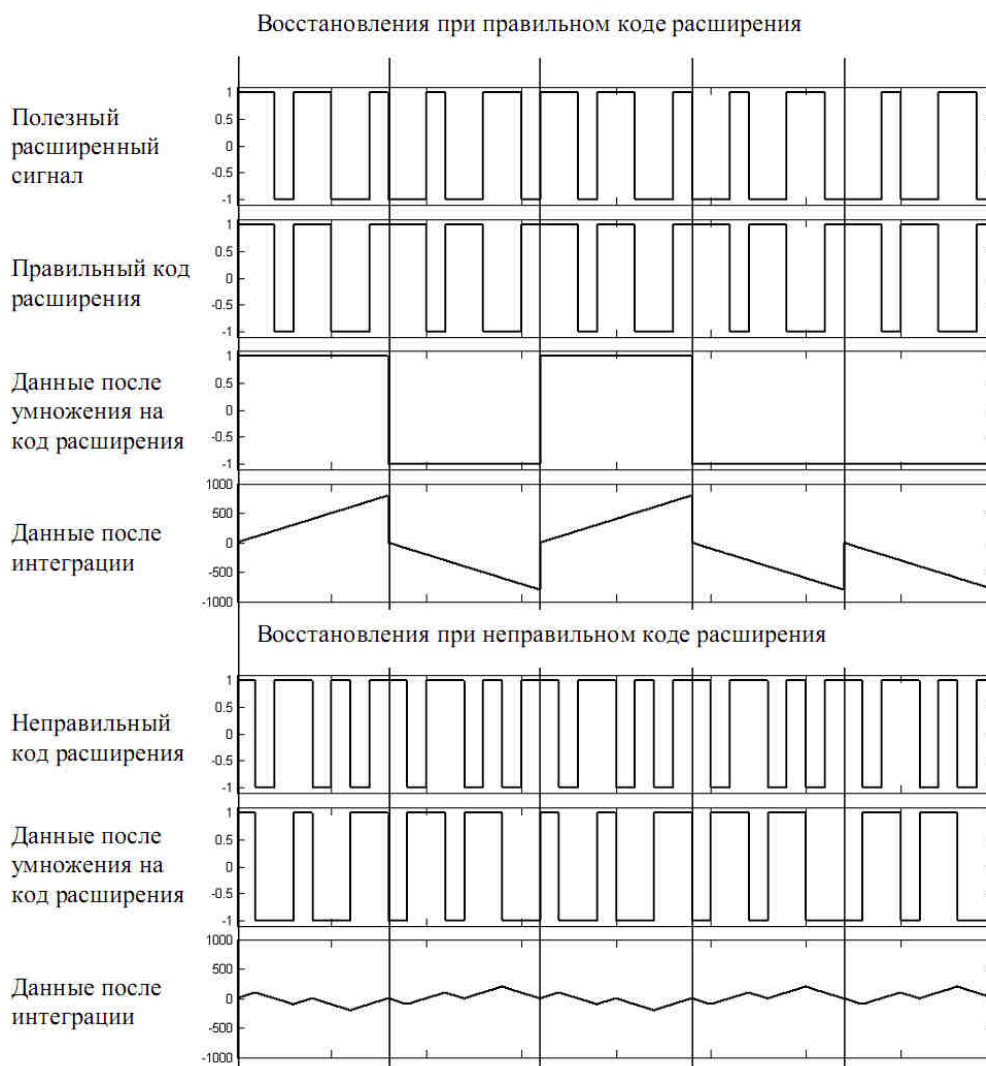


Рис. 5.4 – Принцип действия корреляционного приемника CDMA

Нижняя половина рис. 5.4 демонстрирует влияние операции по сжатию, когда оно относится к сигналу CDMA другого пользователя, сигнал которого, как полагают, был расширен с использованием другого кода расширения. Результат умножения сигнала помехи на собственный код и интеграция получающихся произведений приводят к тому, что значения сигнала помехи оказываются близкими к 0. Как можно видеть, амплитуда собственного сигнала увеличивается в среднем на коэффициент расширения 8 относительно амплитуды сигнала пользователя другой создающей помехи системы, т.е. корреляционный прием позволил увеличить полезный сигнал на коэффициент расширения, в данном случае в 8 раз, по сравнению с сигналом помехи, присутствующем в системе CDMA. Этот эффект называется "выигрышем в отношении сигнал/шум при обработке сигнала" и является фундаментальным показателем для всех систем CDMA и вообще для всех систем с расширенным спектром. Выигрыш в отношении сигнал/шум при обработке сигнала – это то, что делает системы CDMA робастными в отношении внутренней интерференции, а это необходимо для повторного использования имеющихся несущих с частотой 5 МГц на географически близких расстояниях.

Важно понять, что само по себе расширение/сжатие не обеспечивает какого-либо улучшения сигнала для беспроводных применений, В самом деле, выигрыш в отношении

сигнал/помеха при обработке получается за счет увеличенной ширины полосы частот при передаче (умноженной на величину выигрыша при обработке).

Все преимущества CDMA идут скорее "через заднюю дверь" мимо широкополосных качеств сигнала при рассмотрении на системном уровне, а не на уровне отдельного радиоканала:

1. Выигрыш в отношении сигнал/помеха в совокупности с широкополосным характером сигнала предполагает возможность полного повторного использования частоты, коэффициент повтора равен 1, в различных сотовых ячейках беспроводной системы (т.е. частота повторно используется в каждой ячейке/секторе). Это свойство может использоваться для получения высокой эффективности использования спектра.
2. Совместное использование многими пользователями одной и той же широкополосной несущей для их связи обеспечивает разнесение по помехам, т.е. помехи при множественном доступе от многочисленных пользователей системы усредняются, и это снова приводит к повышению пропускной способности по сравнению с системами, где при планировании необходимо ориентироваться на помехи для худшего случая.
3. При использовании широкополосного сигнала различные пути распространения беспроводного радиосигнала могут получать разрешение с более высокой точностью, чем сигналы с более узкой шириной полосы. Это ведет к получению более разнообразных возможностей борьбы с замираниями и, тем самым, к улучшению рабочих характеристик.

5.2 Rake-приемник

Обратимся к рис. 5.5. Сигнал, искаженный многолучевым каналом (на рис 1, а показаны три сигнала, пришедшие по различным лучам), подается на согласованный фильтр, и, если сигнал синтезирован грамотно, на выходе фильтра наблюдаются разрешенные компоненты в виде острых неперекрывающихся пиков (рис. 1, б). Последняя эюра напоминает садовые грабли (по-английски rake), что и определило наименование устройства, осуществляющего многолучевое разнесение, - "RAKE-приемник".

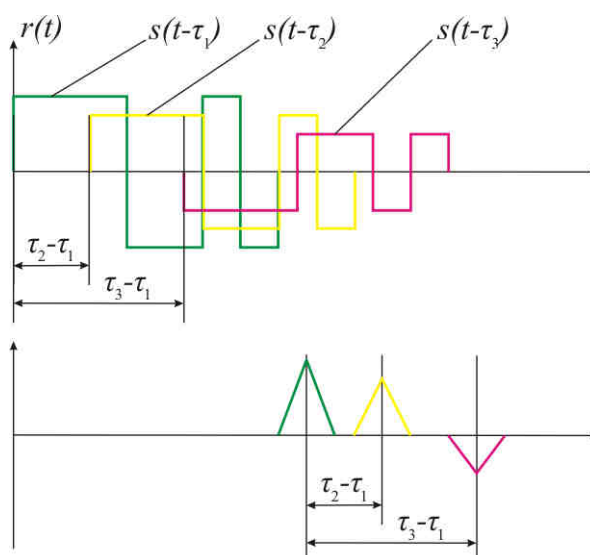


Рис. 5.5 – Разделение сигналов при многолучевом разнесении

RAKE-приемник был разработан Прайсом и Грином еще в 1958 г., однако внедрение подобной технологии в коммерческих масштабах стало возможным сравнительно недавно. При этом, как правило, вместо согласованных фильтров

используются эквивалентные им, но технически более простые параллельные корреляторы с числом каналов, равным количеству разделяемых лучей.

На рис. 6.6 приведена структура M -канального RAKE-приемника. Принимаемое колебание $r(t)$ поступает на M параллельных корреляторов, на вторые входы которых подаются местные опоры $s(t - \tau_1), s(t - \tau_2), \dots, s(t - \tau_M)$ представляющие собой копии переданного сигнала с временными сдвигами $\tau_i, i = 1, 2, \dots, M$ равными предсказанным задержкам многолучевых компонент. На выходе каждого коррелятора формируется отсчет отклика на соответствующую компоненту входного сигнала (при безошибочном предсказании задержки точно совпадающий с реакцией согласованного фильтра в нужный момент). Далее полученные отсчеты поступают на устройство комбинирования, действующее в соответствии с одной из ранее рассмотренных процедур.

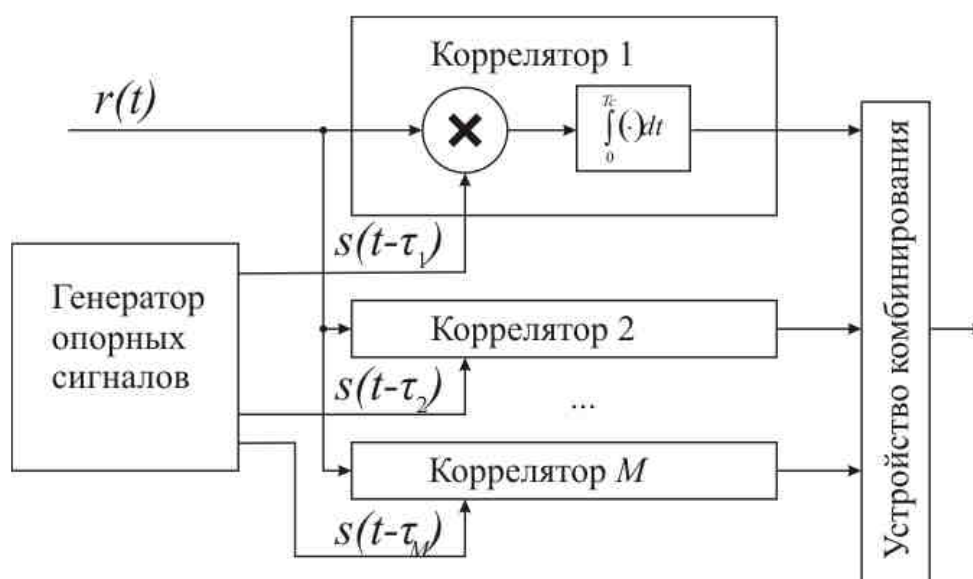


Рис. 5.6 – Структура RAKE-приемника

Выводы

В основе систем подвижной связи с кодовым разделением каналов лежит технология широкополосной модуляции, которая дает ряд преимуществ по сравнению с технологиями передачи с узкополосными сигналами, среди которых является высокая помехозащищенность при замираниях в канале связи. Принципы широкополосной модуляции состоит в том, что информационные сигналы «перемешиваются» с псевдослучайными последовательностями, длительность импульсов которых много меньше, чем информационные импульсы.

Сигналы, передаваемые в системах CDMA, на определенной частоте имеют мощность, которая может быть во много раз меньше, чем тепловой шум, тем не менее, приемник имеет возможность принимать сигнал связи. Однако, данное обстоятельство не обозначает, что во всей полосе частот мощность передаваемого сигнала может быть меньше, чем тепловой шум.

Наиболее часто встречаемая проблема радиоканалов, связанная с многолучевым распространением, в системах CDMA решается с помощью RAKE-приемников. Это приемники являются своего рода набором корреляторов с отводами на задержки, чтобы оценивать отклик канала на тестовый сигнал в различные моменты времени.

Лекция 6. OFDM

6.1 Введение

OFDM (англ. Orthogonal frequency-division multiplexing — ортогональное частотное разделение каналов с мультиплексированием).

Это схема модуляции, использующая множество несущих. Канал делится на несколько субканалов или subcarrier (русский аналог «поднесущая» кажется мне немного смешным, я постараюсь избегать этого слова, употребляя где необходимо «вспомогательная несущая»)

В OFDM высокоскоростной поток данных конвертируется в несколько параллельных битовых потоков меньшей скорости, каждый из которых модулируется своей отдельной несущей.

Все это множество несущих передается одновременно. Главное преимущество OFDM заключается в том, что продолжительность символа во вспомогательной несущей значительно больше в сравнении с задержкой распространения, чем в традиционных схемах модуляции. Это делает OFDM гораздо устойчивее к межсимвольной интерференции (ISI, intersymbol interference).

Межсимвольная интерференция это форма искажения сигнала, которая вызвана воздействием одного символа на другой. Этот эффект наблюдается как в проводных, так и в беспроводных системах передачи данных.

Самый критичный случай — это одиночная единица после серии нулей или одиночный ноль после единиц (рис. 6.1):

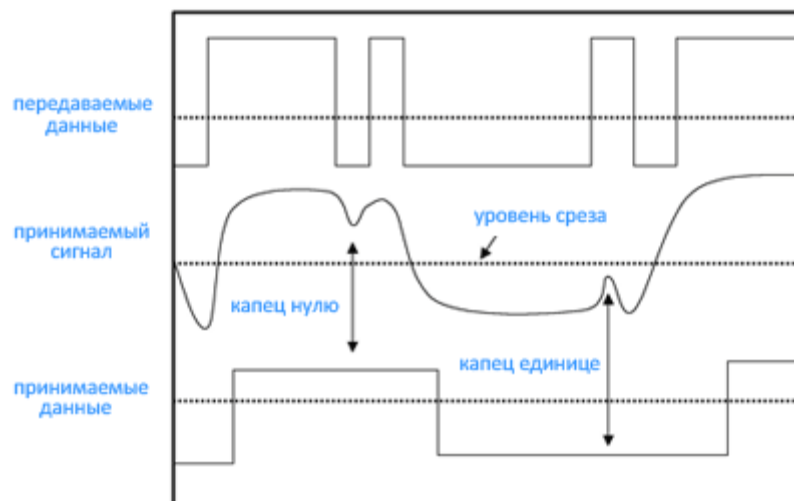


Рис. 6.1 – Влияние межсимвольной интерференции

Он называется *многолучевое распространение*. В следствие этого эффекта беспроводной сигнал от передатчика достигает приемника через несколько разных путей. Причины этого отражения (например от зданий) — рефракция (преломление при прохождении через кроны деревьев) и атмосферные эффекты.

Так как все пути разной длины, а некоторые из описанных выше эффектов приводят к задержке сигнала, в результате разные версии сигнала придут к приемнику в разное время. Из-за взаимного наложения всех этих сигналов результирующий сигнал будет искажен. Это так называемая глазковая диаграмма (см. рис. 6.2). Она строится очень просто: все источники взаимодействия или сигналы накладываются друг на друга. Под «глазом» подразумевается область в середине, по форме напоминающая глаз. На рис. 6.1 «глаз широко открыт», на рис. 6.3 «глаз прищурен». Если «глаз закроется» или будет меньше определенной величины, то такой сигнал уже нельзя будет принять. Интуитивно понятно, что чем выше частота сигнала, тем меньше будет «глаз».

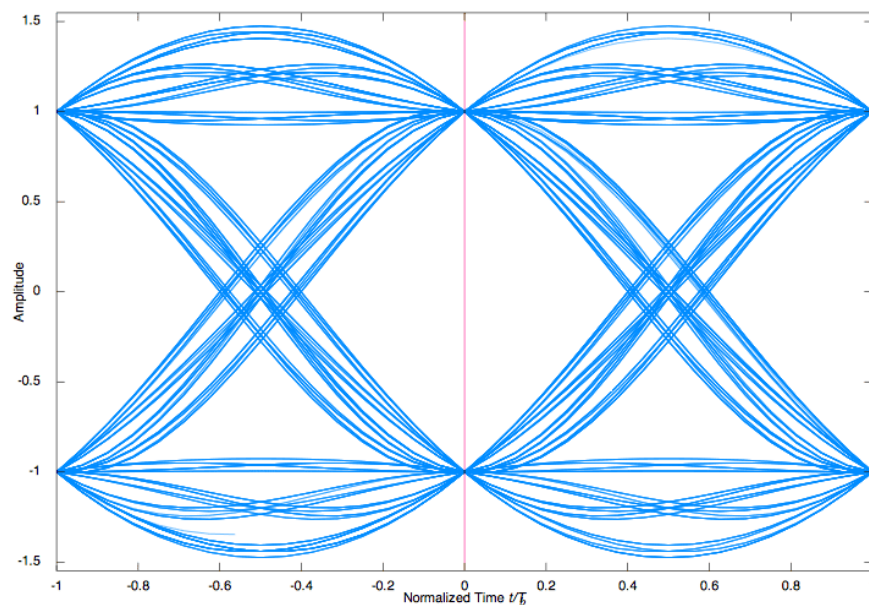


Рис. 6.2 – Глазковая диаграмма

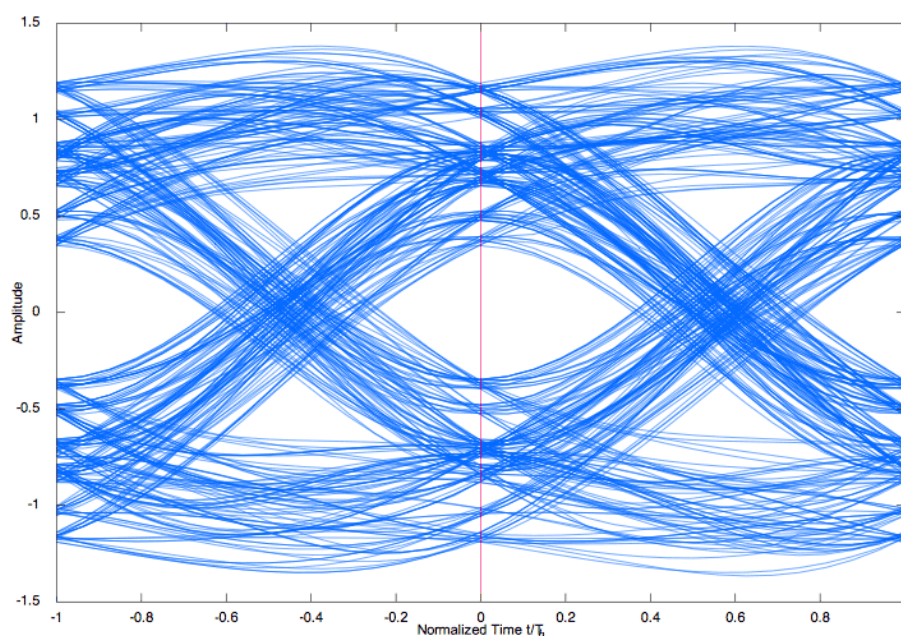


Рис. 6.3 – Глазковая диаграмма при многолучевом распространении

Ключевым принципом OFDM является использование охранного интервала. Это возможно благодаря тому, что продолжительность каждого символа достаточно велика.

Если кто-то передает миллион символов в секунду, используя одностороннюю модуляцию по беспроводному каналу, то продолжительность каждого символа будет равна одной микросекунде или меньше. Из этого вытекают определенные требования к синхронизации и необходимость подавлять многолучевую интерференцию. Если тот же миллион символов в секунду распределяется между тысячей субканалов, продолжительность каждого символа может быть увеличена на три порядка (т.е. до одной миллисекунды) при приблизительно той же пропускной способности. Длительность этого защитного интервала обычно выбирается $1/4$, $1/8$, $1/16$ или $1/32$ от длительности OFDM символа. На рис. 6.4 поясняется принцип использования временного защитного интервала.

6.2 Описание OFDM

В технологии OFDM частотный диапазон разбивается равномерно между поднесущими (дополнительные несущие), количество которых может достигать до нескольких тысяч (см. рис. 6.5)

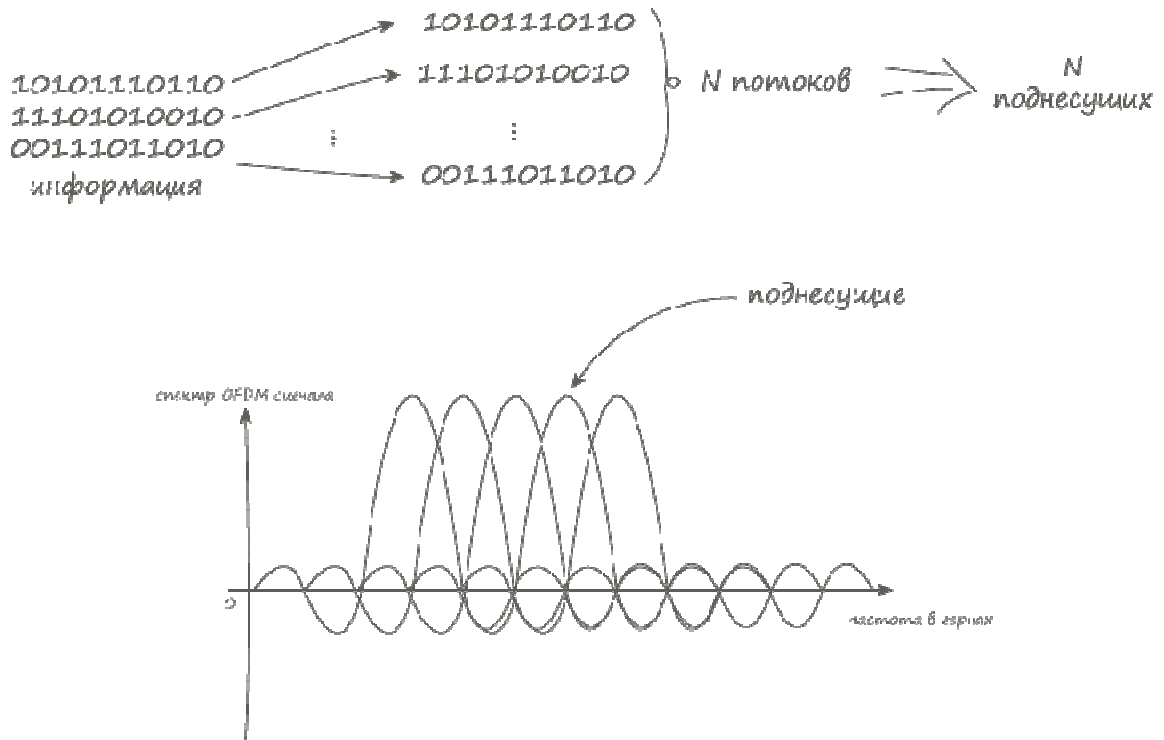


Рис. 6.5 – Разбиение одного потока на N параллельных потоков в OFDM

Ортогональность поднесущих позволяет системам хорошо справляться с узкополосными помехами, которые могут подавить часть поднесущих. Благодаря корректирующим кодам информацию можно извлечь из неповреждённых поднесущих. Помимо этого, в OFDM каждая поднесущая может модулироваться различной схемой модуляции, например, QPSK, 16-QAM или 64-QAM. Как отмечалось выше, в таком подходе можно адаптивно регулировать помехоустойчивость и скорость потока данных для каждого канала (пользователя) в отдельности.

Технической реализации OFDM не было долгое время, поскольку решение задачи аналоговыми методами весьма проблематично. С появлением быстрых вычислительных систем задача была реализована с помощью цифровых методов обработки сигналов. В основе подхода лежит преобразование Фурье, а точнее алгоритм быстрого преобразования Фурье. Синтетическим методом создаётся спектр сигнала, из которого обратным быстрым преобразованием Фурье (IFFT) получается аналоговый сигнал. Спектр такого сигнала уже состоит из ортогональных поднесущих, этот факт получается по определению преобразования Фурье. Об этом также упоминалось выше. На рис. 6.6 схематично показана архитектура типового приёмника и передатчика OFDM.

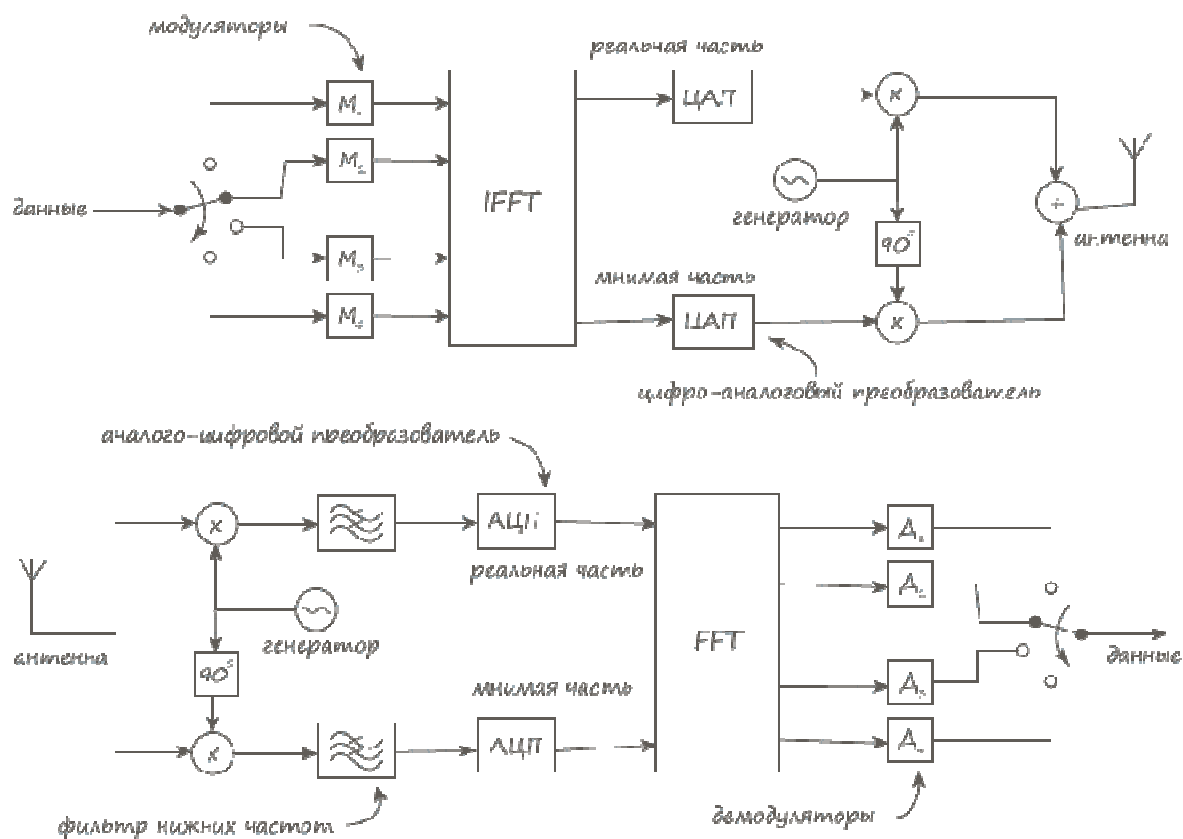


Рис. 6.6 – Схема передачи и приема сигнала OFDM

Непосредственное формирование сигнала после цифрового синтеза, который затем передаётся в антенну для излучения, происходит аналогично схеме QAM модуляции. В отдельности формируются квадратурные сигналы как мнимая и реальная часть синтезируемого сложного сигнала, а затем происходит его «сборка» и передача в антенну. Подробности функционирования можно прочитать в дополнительной литературе.

В виду того, что алгоритм FFT/IFFT работает эффективно с выборками размерности кратными степеням двойки, то количество поднесущих в OFDM используется аналогичной кратности. К примеру, в DVB-T существует два режима 8k и 2k, название которых указывает на количество используемых поднесущих: 8000 и 2000 соответственно. На самом же деле используется их 8192 (2^{13}) и 2048 (2^{11}), а если быть более точным, то 1705 и 6817, остальные не используются.

6.3 Преобразование сигнала в OFDM-системе передачи

Преобразование сигнала покажем на примере простейшей OFDM-системы передачи с двумя QPSK-модуляторами, в которых модуляция цифрового сигнала сводится к преобразованию:

- 00 $\rightarrow -1-1j$;
- 01 $\rightarrow -1+1j$;
- 10 $\rightarrow +1-1j$;
- 11 $\rightarrow +1+1j$.

Пусть на вход системы поступает сигнал: $a = [11 \ 01]$ (см. рис. 6.7)

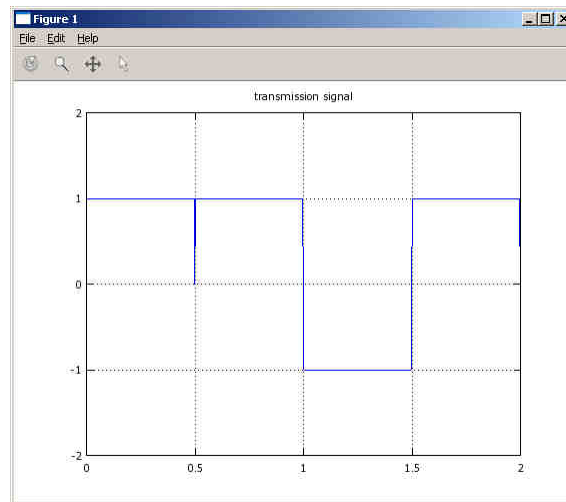


Рис. 6.7 – Информационный сигнал

Сигнал разбивается на 2 параллельных потока (так как модулятора в системе 2):

- 11 → +1+1j.
- 01 → -1+1j;

Для дальнейшего преобразования необходимы формулы прямого и обратного преобразования Фурье:

Прямое:

$$\dot{C}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right)$$

Обратное:

$$x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{C}_n \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right)$$

Два комплексных числа

- $\dot{C}_0 = +1 + 1j$,
- $\dot{C}_1 = -1 + 1j$

попадают на блок обратного преобразования Фурье:

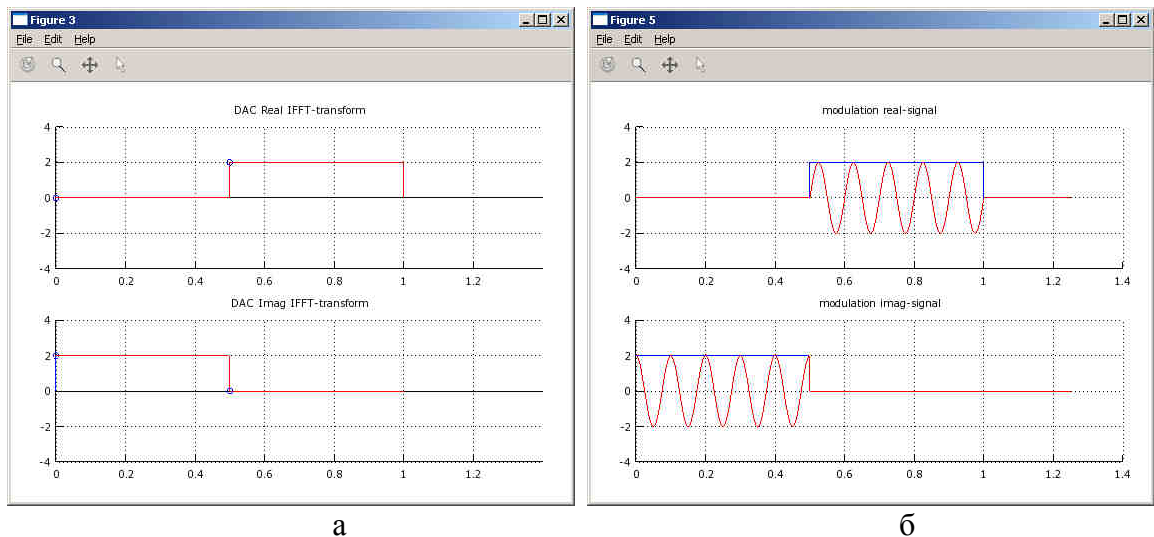
$$\begin{aligned} x(0) &= \sum_{n=0}^{N-1} \dot{C}_n \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) = \dot{C}_0 \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 0 \cdot 0}{2}\right) + \dot{C}_1 \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 0 \cdot 1}{2}\right) = \\ &= \dot{C}_0 + \dot{C}_1 = +1 + 1j - 1 + 1j = 0 + 2j \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x(1) &= \sum_{n=0}^{N-1} \dot{C}_n \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) = \dot{C}_0 \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 1 \cdot 0}{2}\right) + \dot{C}_1 \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 1 \cdot 1}{2}\right) = \\ &= \dot{C}_0 - \dot{C}_1 = +1 + 1j - (-1 + 1j) = 2 + 0j \end{aligned}$$

Формируем вектор: $(x(0) \ x(1)) = (0 + 2j \ 2 + 0j)$,

– $\text{Re}(x(0) \ x(1)) = (0 \ 2)$ поступает на АЦП и затем перемножается с гармонической функцией $\sin(2\pi ft)$ (см.рис. 6.8 а);

– $\text{Im}(x(0) \ x(1)) = (2 \ 0)$ поступает на АЦП и затем перемножается с гармонической функцией $\cos(2\pi ft)$ (см.рис. 6.8 б).



а

б

Рис. см.рис. 6.8 – Сигнал после ОДПФ и АЦП:

а (сверху) – $Re(x(0) \dots x(1))$, а (снизу) – $Im(x(0) \dots x(1))$,

б (сверху) – $f_{\text{АЦП}}[Re(x(0) \dots x(1))] \cdot \sin(2\pi ft)$, б (снизу) – $f_{\text{АЦП}}[Im(x(0) \dots x(1))] \cdot \cos(2\pi ft)$

Суммарный сигнал колебаний представляет собой OFDM-сигнал, который поступает на антенну и излучается в открытое пространство (см. рис. П2.2.4). Обозначим

$$f_{Re}(t) = f_{\text{АЦП}}[Re(x(0) \dots x(1))] \cdot \sin(2\pi ft),$$

$$f_{Im}(t) = f_{\text{АЦП}}[Im(x(0) \dots x(1))] \cdot \cos(2\pi ft).$$

Тогда OFDM-сигнал:

$$f_{\text{OFDM}}(t) = f_{Re}(t) + f_{Im}(t).$$

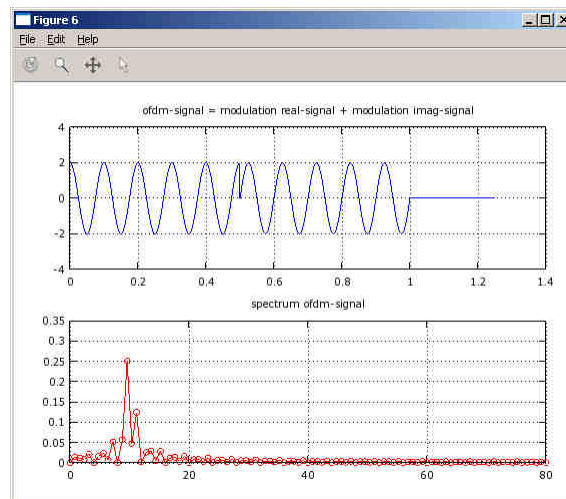
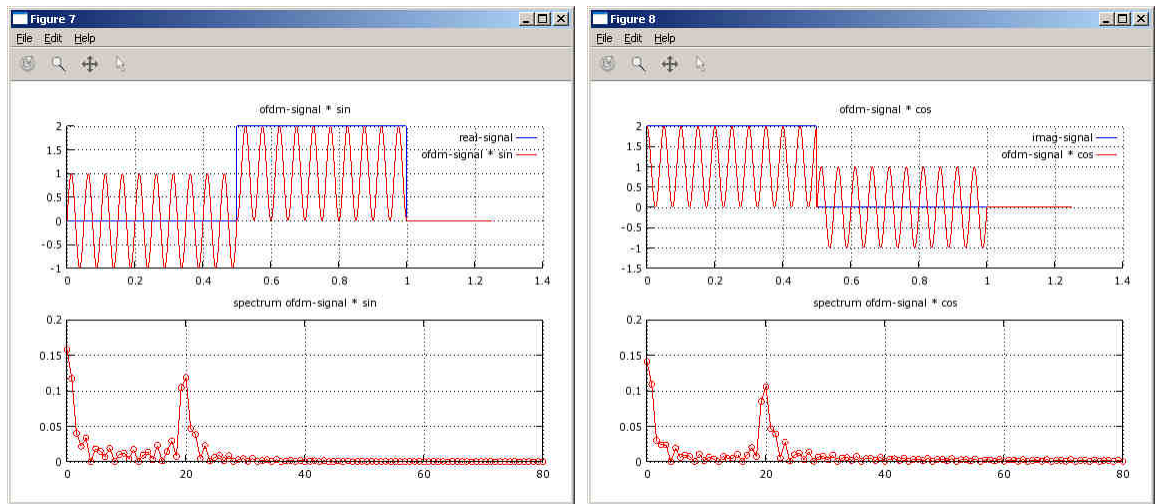


Рис. 6.9 – OFDM-сигнал и его спектр

Принятый OFDM-сигнал поступает параллельно на блоки перемножителей с гармоническими функциями $\sin(2\pi ft)$, $\cos(2\pi ft)$ (см. рис. 6.10), после чего поступают на блоки ФНЧ, которые играют роль интеграторов, выделяя исходный низкочастотный сигнал (см. рис. 6.11).



а

б

Рис. 6.10 – Сигналы и их спектры на выходе перемножителей: $f_{OFDM}(t)\sin(2\pi ft)$ (а), $f_{OFDM}(t)\cos(2\pi ft)$ (б)

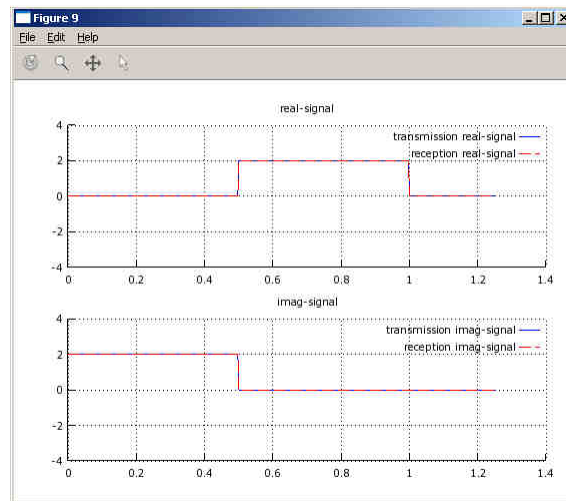


Рис. 6.11 – Сигналы после ФНЧ

Рассмотрим данный процессы, происходящие в ветке с умножением на функцию $\sin(2\pi ft)$ с математической точки зрения:

$$\begin{aligned}
 \int_0^T f_{OFDM}(t)\sin(2\pi ft)dt &= \int_0^T (f_{Re}(t) + f_{Im}(t))\sin(2\pi ft)dt = \\
 &= \int_0^T \{f_{AЦП}(t)[\text{Re}(x(0) \ x(1))]\sin(2\pi ft) + f_{AЦП}(t)[\text{Im}(x(0) \ x(1))]\cos(2\pi ft)\} \times \sin(2\pi ft)dt = \\
 &= \int_0^T f_{AЦП}(t)[\text{Re}(x(0) \ x(1))]\sin(2\pi ft)\sin(2\pi ft)dt + \\
 &+ \int_0^T f_{AЦП}(t)[\text{Im}(x(0) \ x(1))]\cos(2\pi ft)\sin(2\pi ft)dt = \frac{f_{AЦП}(t)[\text{Re}(x(0) \ x(1))]}{2}
 \end{aligned}$$

T – это период следования OFDM-сигнала. В течение периода укладывается целое число периодов частоты f .

Аналогично рассматривается ветка, где OFDM-сигнал перемножается на $\cos(2\pi ft)$.

Как можно видеть из формулы, OFDM-сигнал после перемножения и прохождения через ФНЧ вдвое уменьшается, поэтому перед тем как проводить дискретизацию, амплитуду сигнала повышают в два раза.

Полученные сигналы, поступают на ЦАП (см. рис. 6.12), формируя дискретные последовательности:

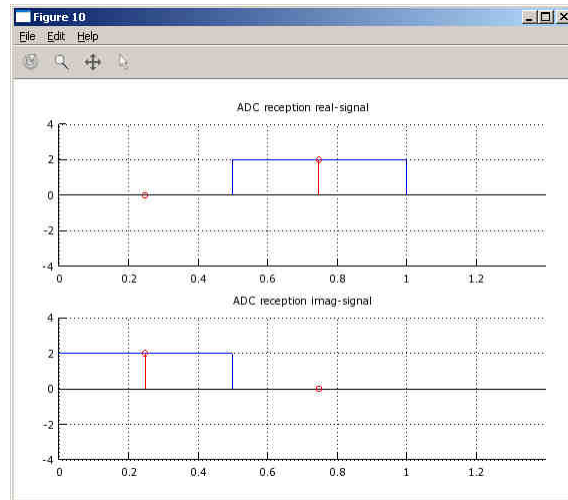


Рис. 6.12 – Формирование дискретных последовательностей (ЦАП)

Как видно из временных диаграмм, дискретные сигналы на приеме соответствуют сигналам на передаче:

$$\text{Re}(x(0) \ x(1)) = (0 \ 2)$$

$$\text{Im}(x(0) \ x(1)) = (2 \ 0)$$

Соответственно:

$$x(0) = \text{Re}(x(0)) + j \cdot \text{Im}(x(0)) = 0 + 2j$$

$$x(1) = \text{Re}(x(1)) + j \cdot \text{Im}(x(1)) = 2 + 0j$$

Находим прямое преобразование Фурье:

$$\dot{C}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right)$$

$$\begin{aligned} \dot{C}_0 &= \frac{1}{2} \left(x(0) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 0 \cdot 0}{2}\right) + x(1) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 0 \cdot 1}{2}\right) \right) = \frac{x(0) + x(1)}{2} = \\ &= \frac{0 + 2j + 2 + 0j}{2} = 1 + 1j \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{C}_1 &= \frac{1}{2} \left(x(0) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 1 \cdot 0}{2}\right) + x(1) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 1 \cdot 1}{2}\right) \right) = \frac{x(0) - x(1)}{2} = \\ &= \frac{0 + 2j - 2 - 0j}{2} = -1 + 1j \end{aligned}$$

$$\dot{C}_0 = 1 + 1j$$

$$\dot{C}_1 = -1 + 1j$$

Последовательность $\dot{C}_0 = 1+1j$ соответствует сигналу [11]

Последовательность $\dot{C}_1 = -1+1j$ соответствует сигналу [01]

Таким образом, после объединения получаем: [11 01], который совпадает с передаваемым сигналом (см. рис. 6.13).

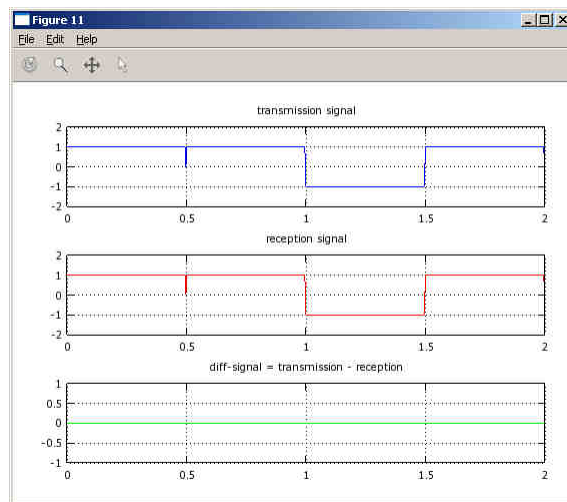


Рис. 6.13 – Передаваемый сигнал (сверху), принятый сигнал (в центре), разность между сигналами (снизу)

Лекция 7 - Повышения качества приема сигнала в системах подвижной связи

7.1 Введение

В реальных условиях приём двоичных символов всегда происходит с ошибками, когда вместо символа "1" принимается символ "0" и наоборот. Ошибки возникают из-за помех, действующих в канале связи (особенно помех импульсного характера), изменения за время передачи характеристик канала (например, замирания), снижения уровня передачи, нестабильности амплитудно- и фазочастотных характеристик канала и т.п.

Общепринятым критерием оценки качества передачи в дискретных каналах является нормированная на знак или символ допустимая вероятность ошибки для данного вида сообщений. Вероятность ошибки при передаче данных – не более 10^{-6} (на бит). Для оптической связи эти требования более жесткие и составляют $10^{-9}..10^{-12}$ (на бит).

На рис. 7.1 представлена блок-схема приема сигнала.

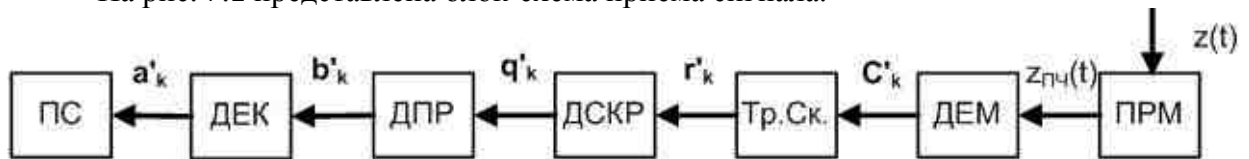


Рис. 7.1 – Прием сигнала в системах ПС

ПРМ – приёмник;

ДЕМ – демодулятор. В задачу демодулятора входит вынесение решения о передаваемом символе или группе символов. В силу особенностей каналов подвижной связи, демодулятор является сложным составным устройством, включающим, как правило, блок оценивания текущих параметров канала и адаптивный демодулятор (корректор канальных искажений);

Тр.Ск. – трансформатор скорости. В одноканальных системах убирает из потока данных обучающие элементы;

ДЕМ – демодулятор – восстанавливает первичный сигнал;

ДСКР – дескремблер – восстанавливает исходные значения кодовых бит;

ДПР – депережежитель – переставляет кодовые символы, восстанавливая порядок их следования, пачки ошибок преобразует в одиночные ошибки, что упрощает работу декодера;

ДЕК – декодер – обнаруживает и исправляет ошибки, восстанавливая исходное сообщение;

ПС – получатель сообщения.

Существует два принципиальных способа, получивших широкое распространение:

1. Для борьбы с МСИ используется «умный» демодулятор либо корректор, приводящий характеристики канала к каналу безыскаженной передачи и простой демодулятор, выносящий решение за один тактовый интервал.
2. Использование помехоустойчивого кодирования совместно с перемежителем-деперемежителем для борьбы с замираниями сигнала.

Рассмотрим эти процессы с конца:

1. Помехоустойчивые коды
2. Перемежитель (интерливинг)
3. Корректор + приемник или «умный» демодулятор

7.2 Помехоустойчивые коды

При использовании помехоустойчивого кодирования дополнительно с информационными битами передаются контрольные биты, которые используются для проверки правильности и для исправления ошибок. Коды, которые позволяют исправлять ошибки, еще называют корректирующими кодами.

Определенной классификации кодов как таковой не существует. На схеме представлена один из вариантов классификации (см. рис. 7.2).

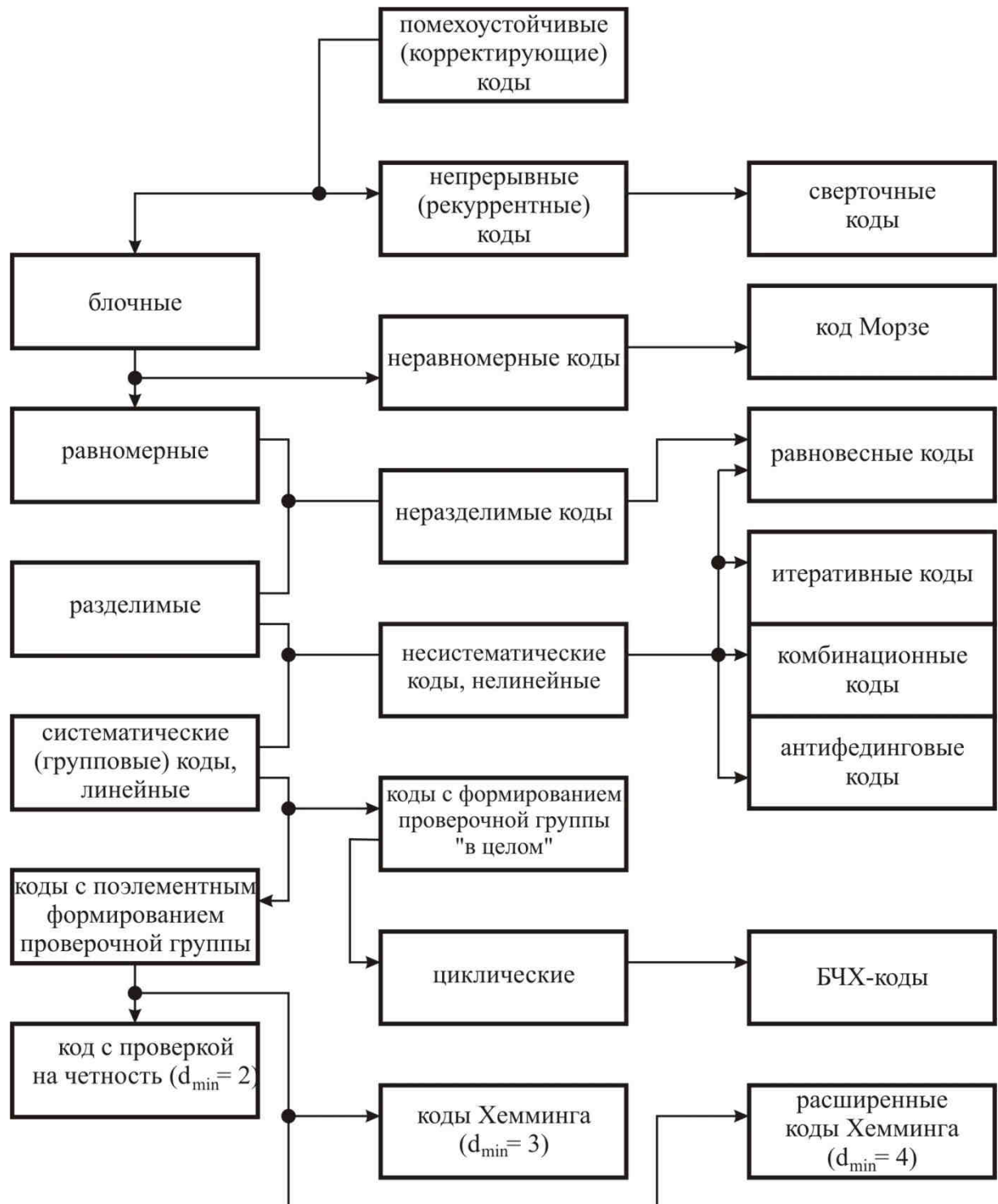


Рис. 7.2 – Виды помехоустойчивых кодов

Большое распространение получили сверточные коды, циклические. А в академических целях используются код Хемминга.

К непрерывным кодам относятся и **свёрточные коды**, в которых каждый информационный символ, поступающий на вход кодирующего устройства, вызывает появление на его выходе ряда проверочных элементов, образованных суммированием по модулю 2 данного символа и "k-1" предыдущих информационных символов. Рекуррентные коды позволяют исправлять групповые ошибки ("пачки") в каналах связи.

Циклические коды также относятся к классу линейных систематических кодов и обладают всеми их свойствами. Коды названы циклическими потому, что циклический сдвиг любой разрешённой кодовой комбинации также является разрешённой комбинацией. Теория построения циклических кодов базируется на разделах высшей алгебры, изучающей свойства двоичных многочленов. Особую роль в этой теории играют так называемые неприводимые многочлены, т.е. полиномы, которые не могут быть представлены в виде произведения многочленов низших степеней. В связи с этим циклические коды относят к разновидности полиномиальных кодов.

В циклических кодах "r" проверочных символов, добавляемых к исходным "k" информационным, могут быть получены сразу, т.е. в целом, в результате умножения исходной подлежащей передаче кодовой комбинации $Q(x)$ простого кода на одночлен x^r и добавлением к этому произведению остатка $R(x)$, полученного в результате деления произведения на порождающий полином $P(x)$.

7.3 Основные характеристики корректирующих кодов

В настоящее время наибольшее внимание с точки зрения технических приложений уделяется двоичным блочным корректирующим кодам. При использовании блочных кодов цифровая информация передаётся в виде отдельных кодовых комбинаций (блоков) равной длины. Кодирование и декодирование каждого блока осуществляется независимо друг от друга.

Почти все блочные коды относятся к разделимым кодам, кодовые комбинации которых состоят из двух частей: информационной и проверочной. При общем числе n символов в блоке число информационных символов равно k , а число проверочных символов.

$$r = n - k.$$

К основным характеристикам корректирующих кодов относятся:

1. Число разрешённых и запрещённых кодовых комбинаций;
2. Избыточность кода;
3. Минимальное кодовое расстояние;
4. Число обнаруживаемых или исправляемых ошибок;

1. Число разрешённых и запрещённых кодовых комбинаций.

Для блочных двоичных кодов, с числом символов в блоках равным n , общее число возможных кодовых комбинаций определяется значением:

$$N_0 = 2^n.$$

Число разрешённых кодовых комбинаций при наличии k информационных разрядов в первичном коде равно:

$$N_k = 2^k.$$

Очевидно, что число запрещённых комбинаций равно:

$$N_z = N_0 - N_k = 2^n - 2^k,$$

Отношение:

$$\frac{N_0}{N_k} = \frac{2^n}{2^k} = 2^{n-k} = 2^r,$$

где r – число избыточных (проверочных) разрядов.

2. Избыточность корректирующего кода.

Избыточностью корректирующего кода называют величину:

$$\chi = \frac{r}{n} = \frac{n-k}{n} = 1 - \frac{k}{n},$$

Относительная скорость кода:

$$B_k = \frac{k}{n} = 1 - \chi,$$

Эта величина показывает, какую часть общего числа символов кодовой комбинации составляют информационные символы.

Если скорость передачи символов составляет H символов в секунду, то скорость передачи информационных символов:

$$B = H \cdot \frac{k}{n}.$$

3. Минимальное кодовое расстояние.

Для того, чтобы можно было обнаружить и исправлять ошибки, разрешённая комбинация должна как можно больше отличаться от запрещённой.

Для определения этого расстояния нужно сложить две кодовые комбинации по модулю 2 и подсчитать число единиц в полученной сумме. Например, две кодовые комбинации $x_i = 01011$ и $x_j = 10010$ имеют расстояние $d(x_i; x_j)$, равное 3, так как:

$$\begin{array}{rcl} x_i = 01011 & \rightarrow & W = 3 \\ \oplus & & \\ x_j = 10010 & \rightarrow & W = 2 \\ \hline x_i \oplus x_j = 11001 & \rightarrow & d(x_i, x_j) = 3 \end{array}$$

Знак $\oplus$ - это сложение по модулю 2.

Важной характеристикой корректирующего кода является минимальное кодовое расстояние $d_{\min}$.

В безизбыточном коде все комбинации являются разрешёнными, и, следовательно, его минимальное кодовое расстояние равно единице – $d_{\min} = 1$. Поэтому достаточно исказиться одному символу, чтобы вместо переданной комбинации была принята другая разрешённая комбинация. Чтобы код обладал корректирующими свойствами, необходимо ввести в него некоторую избыточность, которая обеспечивала бы минимальное расстояние между любыми двумя разрешёнными комбинациями не менее двух – $d_{\min} \geq 2$.

Минимальное кодовое расстояние является важнейшей характеристикой помехоустойчивых кодов, указывающей на гарантируемое число обнаруживаемых или исправляемых заданным кодом ошибок.

4. Число обнаруживаемых или исправляемых ошибок.

Минимальное кодовое расстояние является основным параметром, характеризующим корректирующие способности данного кода.

Условие обнаружения всех ошибок кратностью g можно записать в виде:

$$g_0 \leq d_{\min} - 1.$$

Условие исправления всех ошибок кратностью не более g_u можно записать в виде:

$$g_u \leq \frac{d_{\min} - 1}{2}.$$

7.4 Корректирующие коды Хемминга

Построение кодов Хемминга базируется на принципе проверки на чётность веса W (числа единичных символов) в информационной группе кодового блока.

Классический код Хемминга (7,4):

К четырем информационным символам (i_1, i_2, i_3, i_4) добавляется 3 проверочных (r_1, r_2, r_3) (см. рис. 7.3):

$$r_1 = i_1 \oplus i_2 \oplus i_3,$$

$$r_2 = i_2 \oplus i_3 \oplus i_4,$$

$$r_3 = i_1 \oplus i_2 \oplus i_4.$$

На рис. 7.4 приведена схема декодера для (7,4) - кода Хемминга, на вход которого поступает кодовое слово:

$$V = (i_1', i_2', i_3', i_4', r_1', r_2', r_3').$$

Апостроф означает, что любой символ слова может быть искажён помехой в канале передачи:

В декодере в режиме исправления ошибок строится последовательность:

$$s_1 = r_1' \oplus i_1' \oplus i_2' \oplus i_3',$$

$$s_2 = r_2' \oplus i_2' \oplus i_3' \oplus i_4',$$

$$s_3 = r_3' \oplus i_1' \oplus i_2' \oplus i_4'.$$

Трёхсимвольная последовательность (s_1, s_2, s_3) называется синдромом. Термин "синдром" используется и в медицине, где он обозначает сочетание признаков, характерных для определённого заболевания. В данном случае синдром $S = (s_1, s_2, s_3)$ представляет собой сочетание результатов проверки на чётность соответствующих символов кодовой группы и характеризует определённую конфигурацию ошибок (шумовой вектор).

Для рассматриваемого кода (7,4) в табл. 7.1 представлены ненулевые синдромы и соответствующие конфигурации ошибок.

Табл. 7.1. Синдром и ошибка в символе

Синдром	001	010	011	100	101	110	111
Конфигурация ошибок	000 0001	000 0010	000 1000	000 0100	100 0000	001 0000	010 000
Ошибка в символе	r_3	r_2	i_4	r_1	i_1	i_3	i_2

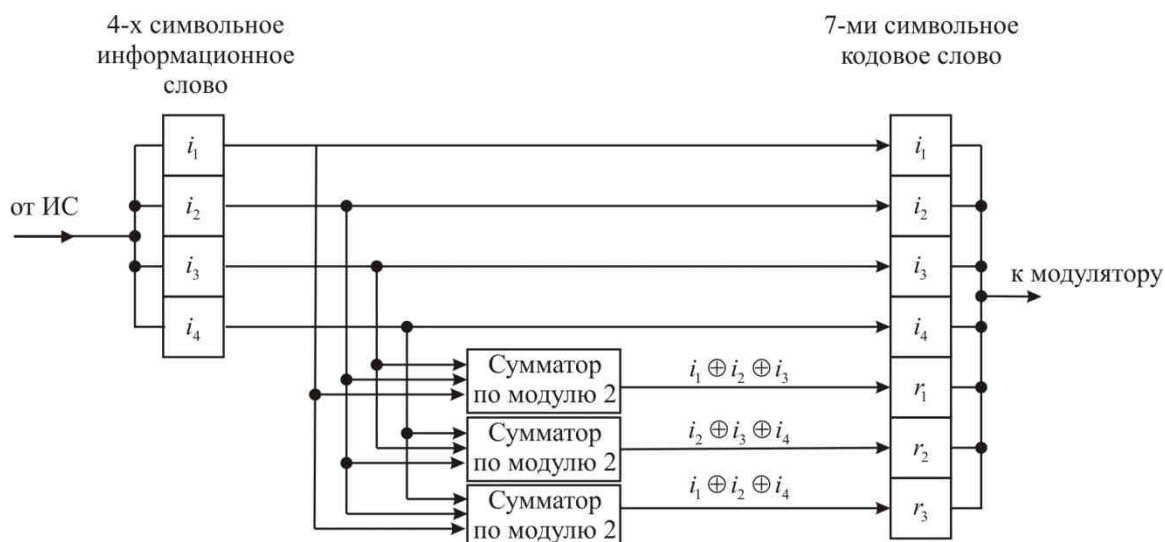


Рис. 7.3 – Кодер для простого (7,4) – кода Хемминга

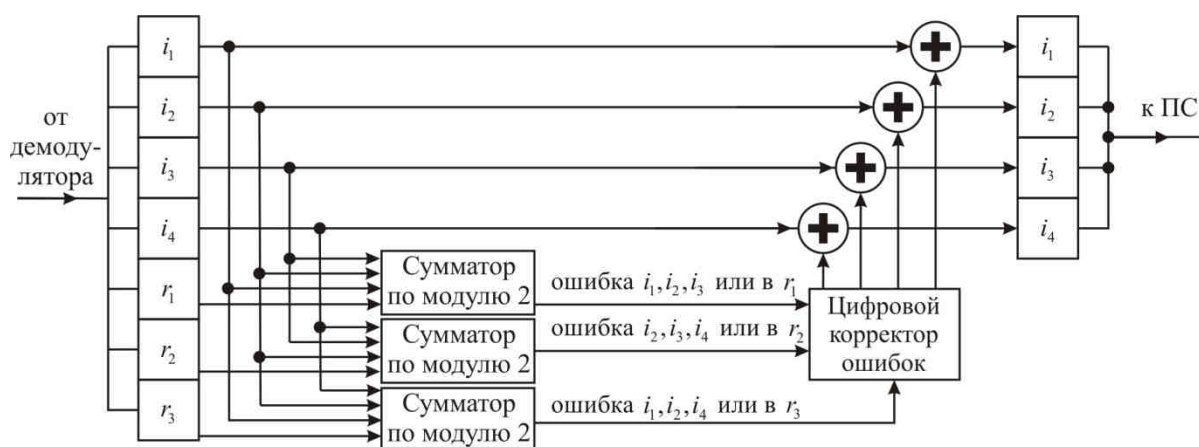


Рис. 7.4 – Декодер для простого (7,4) – кода Хемминга

7.5 Перемежение символов

К комбинационным кодам можно отнести также антифединговые коды, предназначенные для обнаружения и исправления ошибок в каналах с замираниями (федингом) сигналов. Для таких каналов с группированием ошибок применяют метод перемежения символов или декорреляции ошибок. Он заключается в том, что символы, входящие в одну кодовую комбинацию, передаются не непосредственно друг за другом, а перемежаются символами других кодовых комбинаций исходного систематического или любого другого кода. Если интервал между символами, входящими в одну кодовую комбинацию, сделать длиннее "памяти" (интервала корреляции) канала с замираниями, то в пределах длительности одной исходной кодовой комбинации группирования ошибок не будет. На приёме после обратной "расфасовки" в кодовых комбинациях можно производить декодирование с обнаружением и исправлением ошибок (см. рис. 7.5).

без перемежения

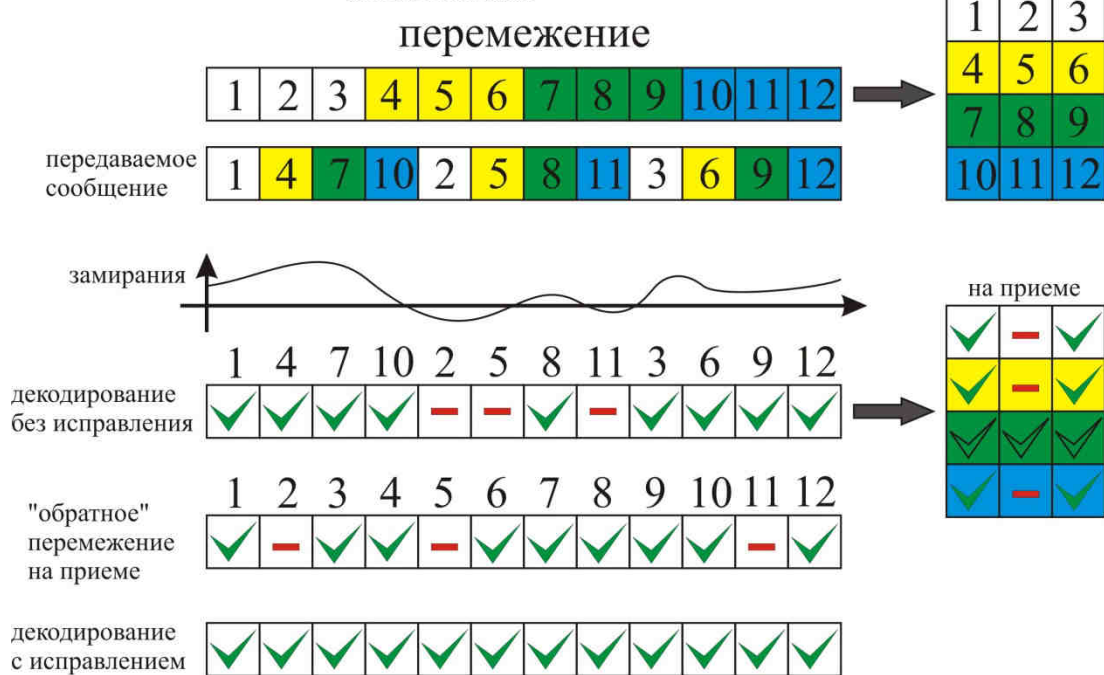
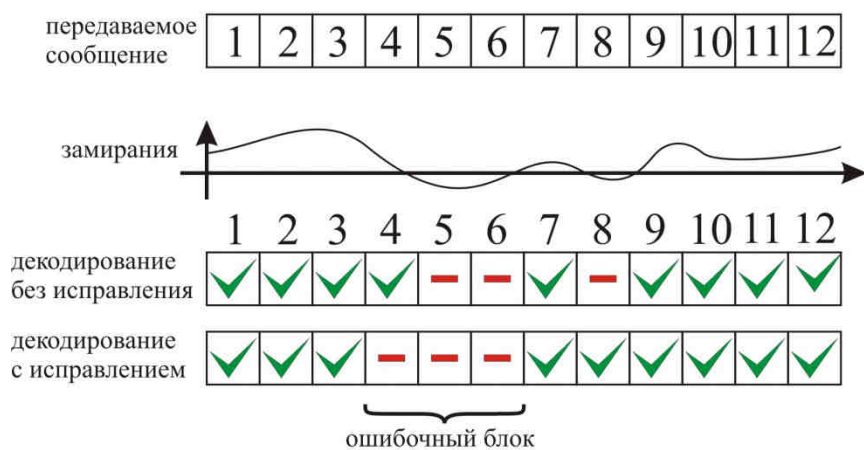


Рис. 7.5 – Принцип перемежения

7.6 Борьба с МСИ

Для борьбы с МСИ используется «умный» демодулятор либо корректор, приводящий характеристики канала к каналу безыскаженной передачи и простой демодулятор, выносящий решение за один тактовый интервал.

На рис. 7.6 схематично представлена схема формирования нескольких лучей для систем подвижной связи.

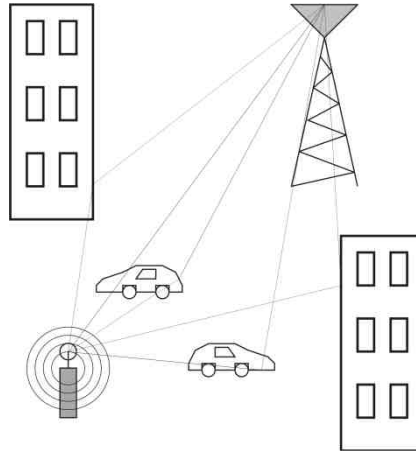


Рис. 7.6 – МСИ

Для каналов ПС характерно наличие большого числа переизлучающих элементов (машин, зданий и т.п.). Кроме того между приемником и передатчиком может отсутствовать прямая видимость (в точку приема приходят только отраженные сигналы). Приемник, передатчик и переотражающие объекты могут перемещаться.

Рассмотрим ситуацию, когда приемник, передатчик и переизлучающие объекты неподвижны. В этом случае сигнал приходит в точку приема по нескольким путям, каждый из которых характеризуется своей задержкой распространения τ_l и коэффициентом передачи $\dot{\gamma}_l$ (комплексный – для учета фазы).

Сигнал на приеме запишется как:

$$\dot{s}(t) = \sum_{l=0}^N \dot{\gamma}_l \dot{u}(t - \tau_l)$$

$\dot{u}(t)$ - передаваемый сигнал

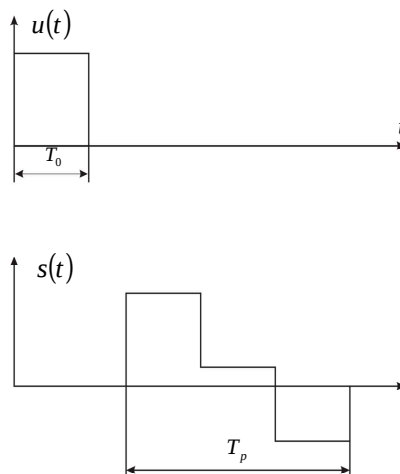


Рис. 7.7 – Сигнал при МСИ

T_0 - длительность сигнала на передаче,

T_p - длительность сигнала на приеме (интервал рассеивания).

Явление рассеяния во времени характеризуется импульсной характеристикой (ИХ) (см. рис. 7.8):

$$\dot{g}(t) = \sum_{l=0}^N \dot{\gamma}_l \delta(t - \tau_l)$$

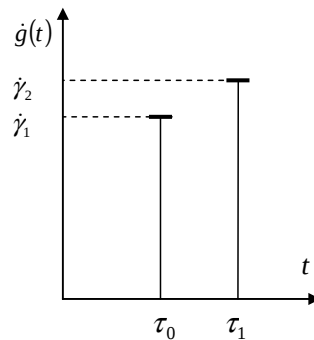


Рис. 7.8 – Канал с дискретной многолучевостью

В общем случае выходной сигнал:

$$s(t) = \dot{u}(t) * \dot{g}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{u}(t - \tau) g(\tau) d\tau$$

При последовательной передаче информации отклики канала соседние элементы сигнала накладываются друг на друга. Возникает межсимвольная интерференция.

Численно МСИ характеризуется величиной:

$$Q = \left\lceil \frac{T_p}{T_0} - 1 \right\rceil, \lceil \cdot \rceil - \text{округление вверх.}$$

Q – память канала. Численно равна количеству соседних символов, на которые накладывается отклик канала на текущий символ.

Преобразование Фурье от ИХ дает комплексный коэффициент передачи канала:

$$\dot{K}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{g}(t) \exp(-j2\pi ft) dt$$

$$K(f) = |\dot{K}(f)| - \text{АЧХ}$$

$$\varphi = \arg(\dot{K}(f)) - \text{ФЧХ}$$

АЧХ многолучевого канала неравномерна

ФЧХ многолучевого канала нелинейна.

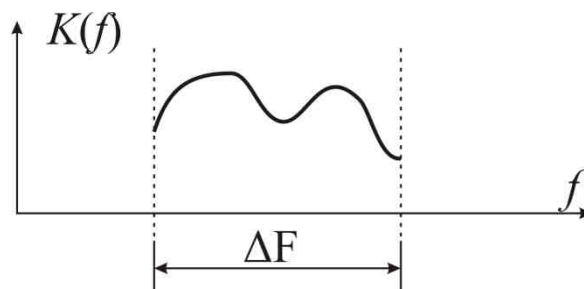


Рис. 7.9 – АЧХ канала радиосвязи

Корректор, исправляющий АЧХ канала (то есть, чтобы коэффициент передачи сигнала на всех частотах был одной и той же величиной) называется эквалайзер.

Однако, эквалайзер в некоторых случаях не может справиться со своей задачей, тем не менее он часто используется на практике. После прохождения сигнала через цепочку: линия связи и эквалайзер (см. рис. 7.10).

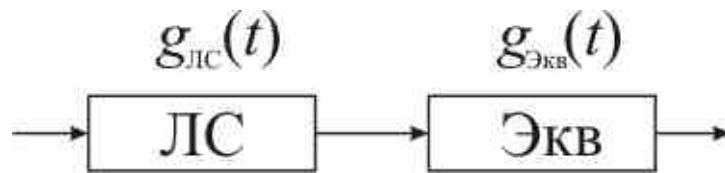


Рис. 7.10 – Коррекция характеристик с помощью эквалайзера

Сигнал будет неискаженным (теоретически) и затем можно использовать простые способ модуляции (например, сравнение с нулем).

Другой способ – это оценка принятого сигнала с анализом сигнала на длительном интервале времени. Алгоритм ПЦППР, алгоритмы Винера.

Лекции 8. Системы персональной спутниковой связи

8.1 Частотные диапазоны спутниковых систем связи

При разговоре о спутниковых системах связи необходимо вспомнить частотные диапазоны (см. табл. 16.1)

Табл. 16.1 – Частотные диапазоны спутниковых систем связи

Название диапазона	Частоты (согласно ITU-R V.431-6)	Применение
L	1,5 ГГц	Подвижная спутниковая связь
S	2,5 ГГц	Подвижная спутниковая связь
C	4 ГГц, 6 ГГц	Фиксированная спутниковая связь
X	Для спутниковой связи рекомендациями ITU-R частоты не определены. Для приложений радиолокации указан диапазон 8-12 ГГц.	Фиксированная спутниковая связь (для военных целей)
Ku	11 ГГц, 12 ГГц, 14 ГГц	Фиксированная спутниковая связь, спутниковое вещание
K	20 ГГц	Фиксированная спутниковая связь, спутниковое вещание
Ka	30 ГГц	Фиксированная спутниковая связь, межспутниковая связь

Рассмотрим работу системы персональной спутниковой связи на примере Iridium, GLOBALSTAR, ICO.

8.2 Iridium

Система Iridium – это одна из двух систем, работающих в режиме FDMA/TDMA. Ее название происходит от названия химического элемента иридия. Один атом иридия обладает 77 электронами. Первоначально в системе Iridium использовались 77 спутников. Позднее оптимизация системы привела к снижению ее стоимости. Для обеспечения надежной связи оказалось достаточно 66 спутников.

Спутники Iridium размещены в шести орбитальных плоскостях, с наклоном 86 градусов к плоскости экватора. Спутники вращаются практически между географическими полюсами. В каждой орбитальной плоскости 11 равномерно разнесенных КА (космических аппарата) вращаются по круговой орбите на высоте 780 км.

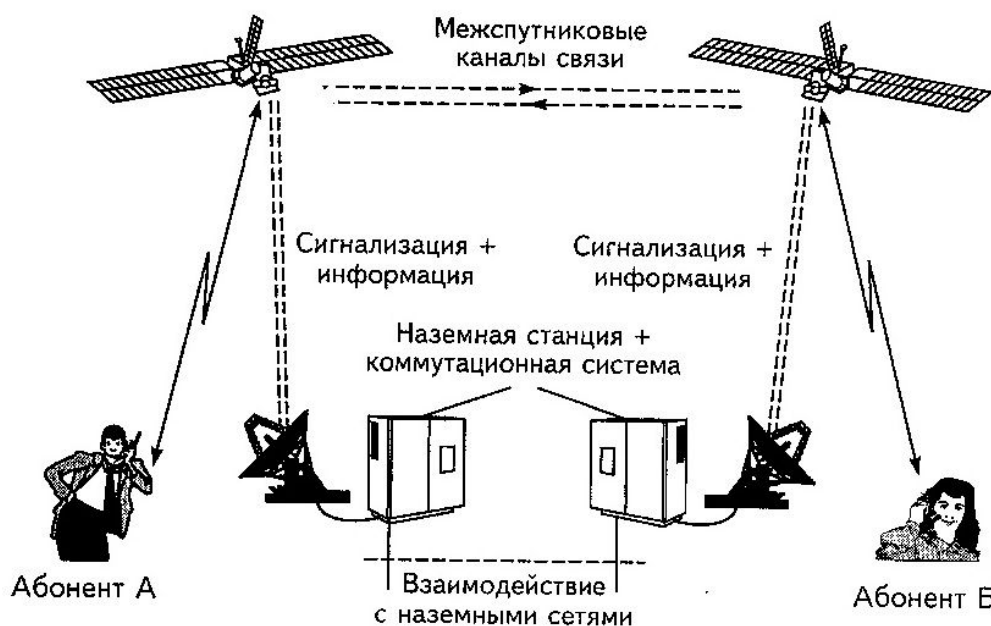


Рис. 8.1 Схематичное представление организации связи в системе Iridium

Каждый спутник может связываться и пересылать трафик на два космический аппарат (КА), летящих по той же самой орбите – на предыдущий и на следующий - и на два спутника с каждой из соседних орбит (рис. 16.2).

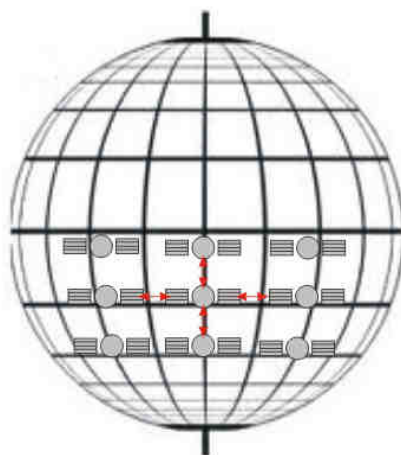


Рис. 8.2 Схематичное представление межспутниковых соединений (показано красными стрелками)

Межспутниковые соединения работают в диапазоне 23 ГГц и задействуют четыре антенны. Межспутниковые каналы связи позволяют устанавливать соединение между абонентами системы Iridium без привлечения наземного сегмента сети.

При установлении соединения между терминалом Iridium и абонентом наземной сети межспутниковые каналы используются для минимизации маршрута по наземной сети. Суммарная задержка сигнала между наземным терминалом и спутником довольно велика и может достигать 90 мс, кроме того, каждый межспутниковый канал вносит еще около 9 мс.

Передача данных в восходящем и нисходящем направлениях осуществляется в L-диапазоне с использованием QPSK-модуляции. Скорость передачи данных составляет 50 кбит/с. Для передачи данных в обоих направлениях выделен частотный диапазон 1621,35...1626,5 МГц. Допустимая частота возникновения ошибок составляет 10^{-2} при передаче речи и 10^{-5} при передаче пользовательских данных.

8.3 GLOBALSTAR

Система GLOBALSTAR была инициативой компании Loral Communications. Концепция этой системы во многом отличается от концепции системы Iridium. Исследования в области низких околоземных орбит (LEO) показали, что существует два подхода:

- орбиты лежат в полярных плоскостях, что позволяет покрыть всю планету;
- орбиты лежат в плоскостях, наклоненных соответствующим образом относительно экваториальной плоскости.

Первый подход был использован в системе Iridium, второй - в GLOBALSTAR. Во втором случае спутники покрывают поверхность Земли до определенной широты. Область покрытия системы GLOBALSTAR лежит в диапазоне около 70 градусов широты.

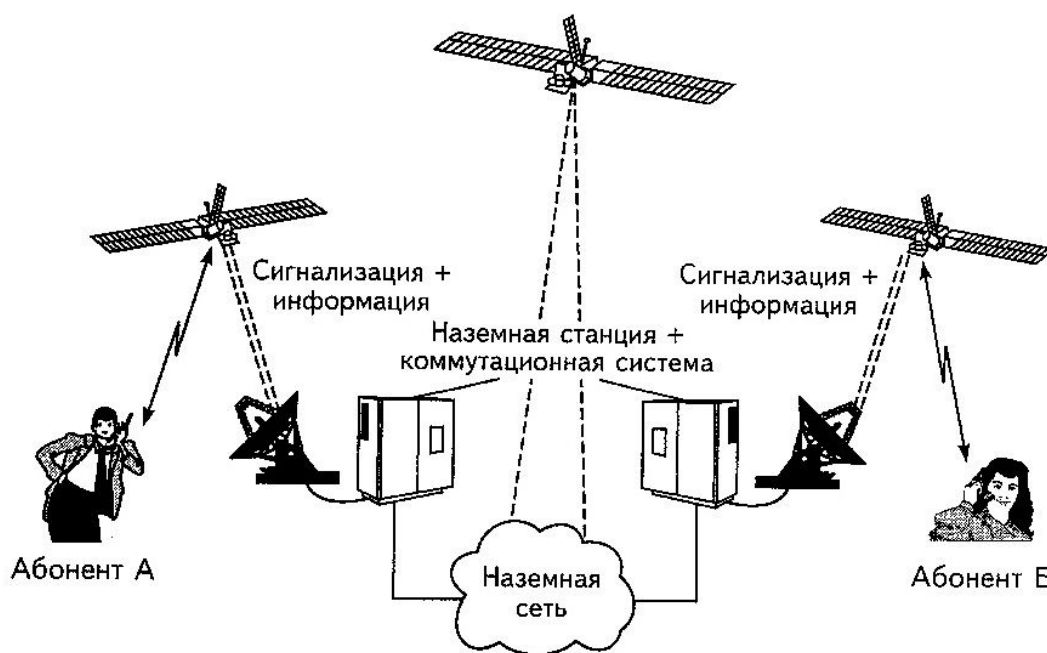


Рис. 8.3 Схематичное представление организации связи в системе GLOBALSTAR

Общая концепция системы GLOBALSTAR отличается от концепции системы Iridium. Система GLOBALSTAR работает по принципу полной ретрансляции. Это схема ретрансляции сигналов, при которой сигнал с наземного терминала посылается на спутник, ретранслирующий сигнал обратно на Землю с минимальной обработкой. Таким образом, абонент связывается через спутник с ближайшей наземной станцией, которая устанавливает соединение посредством наземной сети. Соединение между наземной станцией системы GLOBALSTAR и станцией другого абонента может частично проходить по системе спутников.

Спутниковая часть системы GLOBALSTAR должна быть прозрачной с точки зрения остальных частей системы. Эта прозрачность подразумевает создание шлюзовой инфраструктуры, соединяющей систему GLOBALSTAR с сетями общего пользования.

В GLOBALSTAR при передаче данных от терминала к спутнику и обратно используется CDMA.

Частотный диапазон, выделенный GLOBALSTAR и другим возможным CDMA-системам персональной спутниковой связи, составляет 1610...1621,35 МГц для передачи данных в восходящем направлении и 2483,5...2500 МГц - в нисходящем. Связь спутников со шлюзовыми станциями осуществляется в частотном диапазоне 5,091...5,25 и 6,875...7,055 ГГц.

Цифровое кодирование речи выполняется со скоростями 2,4; 4,8 или 9,6 кбит/с. Допустимая вероятность возникновения ошибок кодирования составляет 10^{-3} . Скорость передачи информации изменяется от 2,4 до 9,6 кбит/с, а максимальная частота возникновения битовых ошибок в этом случае составляет 10^{-6} .

8.4 ICO

Международный консорциум INMARSAT подключился к гонке в области персональной спутниковой связи, запустив так называемый Проект-21. В 1995 г была образована компания ICO Global Communications.

Основная задача системы - предоставление IP-услуг, включая соединение с сетью Internet, передача данных, речи и факсимильных сообщений.

Система работает в трех режимах:

- режим с коммутацией каналов на основе стандарта GSM;
- режим с коммутацией пакетов на основе GPRS;
- режим работы с Internet-протоколом (IP).

Космический сегмент состоит из десяти активных и двух запасных спутников. Они размещаются на высоте 10390 км на двух взаимно перпендикулярных МЕО/ICO-орбитах, наклоненных под углом 45 град. к экваториальной плоскости. Спутники расположены таким образом, чтобы из любой точки планеты были видны, по крайней мере, два спутника.

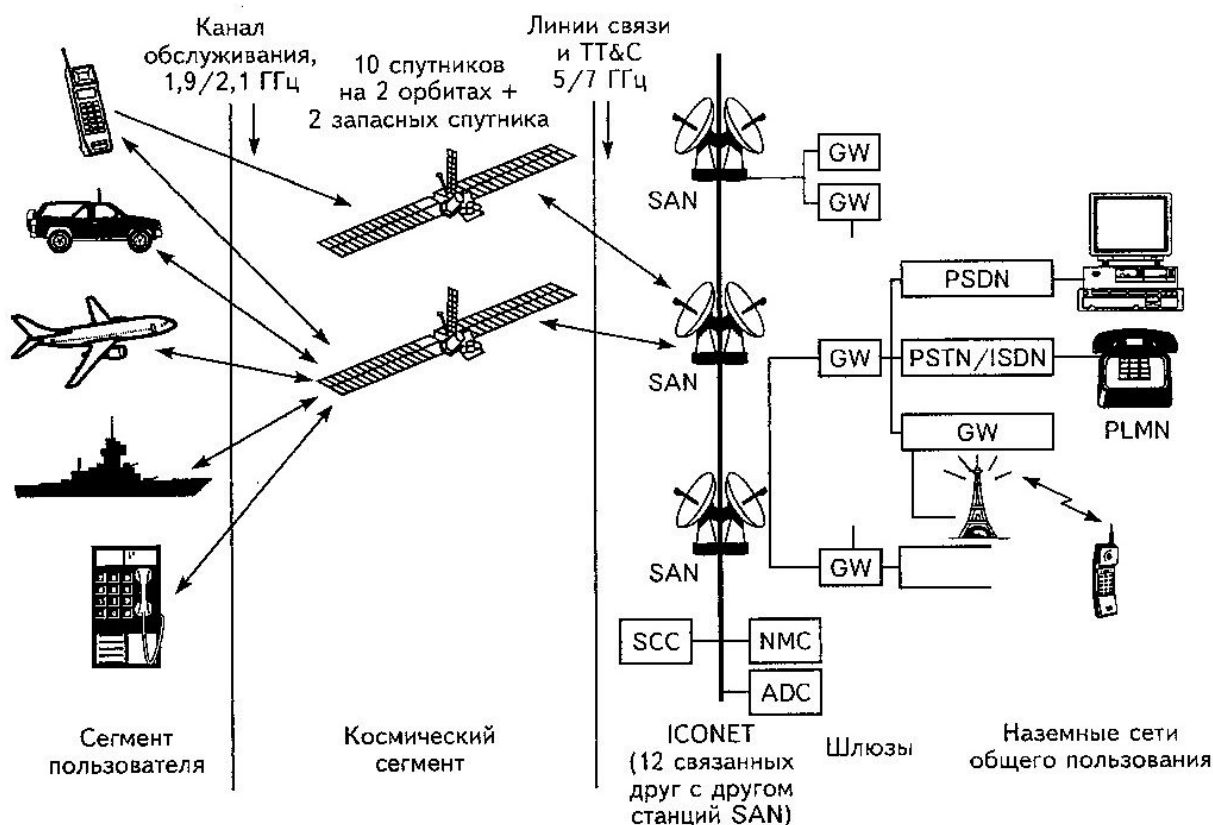


Рис. 8.4 Схематичное представление организации связи в системе ICO

Восходящей линии связи выделен частотный диапазон 1980...2010 МГц, нисходящей - 2170...2200 МГц. Каналы связи наземных станций с КА - прямой и обратный - размещаются в диапазонах 5,15...5,25 и 6,975...7,075 ГГц соответственно.

Радиоинтерфейс системы New ICO поддерживает передачу данных со скоростями до 144 кбит/с, а протоколы связи аналогичны используемым в наземных сетях. Система New ICO напрямую взаимодействует с системами GSM без дополнительных технологических средств.

8.5 Расчет энергетических параметров спутниковых систем связи с подвижными объектами

Расчёт уровня сигнала на входе приёмника. Составляем функциональную схему спутниковой пинии связи (рис. 16.5). Она состоит из участка 1 (вверх) и участка 2 (вниз), содержит передающую ЗС1 (земная станция 1), приёмную ЗС2 (земная станция 2) и ретранслятор – КС (космическую станцию), СВЧ передатчики (ПД) и СВЧ приёмники (ПР). модулятор (М), демодулятор (Д), антенны и антенно-фидерный тракт.

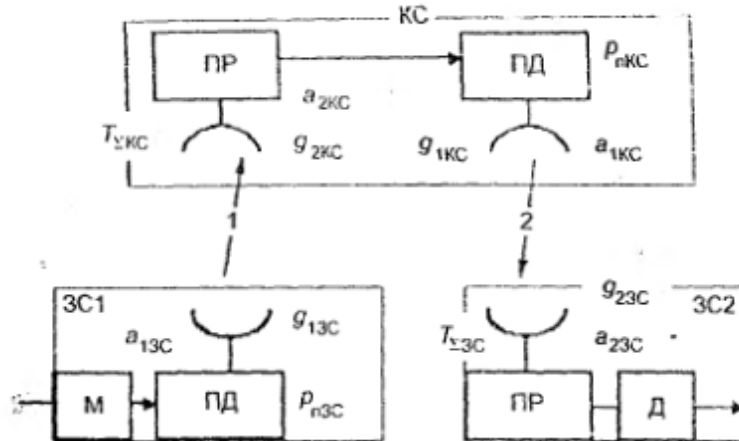


Рис. 8.5 Схема для энергетического расчета спутниковых систем связи с подвижными объектами

Расчёт выполняем в предположении, что известны энергетические параметры аппаратуры, указанные на рис. 16.5. Дополнительный индекс ЗС присвоен параметрам аппаратуры ЗС, индекс КС – параметрам аппаратуры КС. Расчёт выполняют отдельно для участков вверх и вниз.

В спутниковых системах связи принято характеризовать передающую станцию значениями ЭИИМ. Уровень ЭИИМ ЗС:

$$P_{\text{ЭИИМЗС}} = P_{\text{ПЗС}} + g_{1\text{ЗС}} - a_{1\text{ЗС}} \quad (16.1)$$

Уровень ЭИИМ КС

$$P_{\text{ЭИИМКС}} = P_{\text{ПКС}} + g_{1\text{КС}} - a_{1\text{КС}} \quad (16.2)$$

Поскольку расчетные соотношения для этих участков аналогичны, то запишем их только для участка вверх. Уровень мощности сигнала на входе приёмника КС:

$$P_{\text{ВХКС}} = P_{\text{ЭИИМЗС}} + g_{2\text{КС}} - (a_{\text{СВ1}} + a_{2\text{КС}} + a_{\text{Д1}}) \quad (16.3)$$

где $a_{\text{СВ1}} = \left(\frac{4\pi d_1}{\lambda_1} \right)^2$ – ослабление свободного пространства на участке 1;

d_1 и λ_1 – протяженность трассы и длина волны на участке;

$a_{\text{Д1}}$ – дополнительное ослабление сигнала на трассе вверх в сравнении с потерями свободного пространства.

Дополнительное ослабление сигнала определяется как:

$$a_{\text{Д1}} = a_{\text{ДОП}} = a_{\text{АТМ}} + a_{\text{ПОЛ}} + a_{\text{ДР}} + a_{\text{Д}}(t),$$

$a_{\text{АТМ}}$ – потери, обусловленные поглощением радиоволн в спокойной атмосфере (без дожде);

$a_{\text{ПОЛ}}$ – потери поляризации, обусловленные несовпадением плоскостей поляризации сигнала и антенн;

$a_{\text{ДР}}$ – потери из-за «других» факторов;

$a_{\text{Д}}(t)$ – потери в дожде.

Уровень мощности сигнала на входе приёмника ЗС2

$$P_{ВХЗС} = P_{ЭММКС} + g_{23С} - (a_{СВ2} + a_{1КС} + a_{Д2}) \quad (16.4)$$

где $a_{СВ2} = \left(\frac{4\pi d_2}{\lambda_2} \right)^2$ – ослабление свободного пространства на участке 2

$a_{Д2}$ – дополнительное ослабление сигнале на трассе вниз:

$$a_{Д2} = a_{АТМ} + a_{ПОР} + a_{ДР} + a_{Д}(t) + [a_{ДИФР} + v_{БЗ}(t)]^* \quad (16.5)$$

где $a_{ДИФР}$ – дифракционные потери из-за влияния местных условий (затенение, экранирование);

$v_{БЗ}(t)$ – множитель ослабления поля свободного пространства в многолучевом канале из-за быстрых замираний; символ * означает, что слагаемые в квадратных скобках нужно учитывать только в подвижных спутниках систем связи для приемных ЗС с широкой ДНА при малых углах места.

Расчет мощности теплового шума на входе приемника

Уровни принимаемых сигналов, как на участе 1, так и на участке 2 очень малы. Поэтому при расчёте отнесений сигнал-шум необходимо учитывать влияние шумов от всех элементов приемной установки (рис. 16.6).

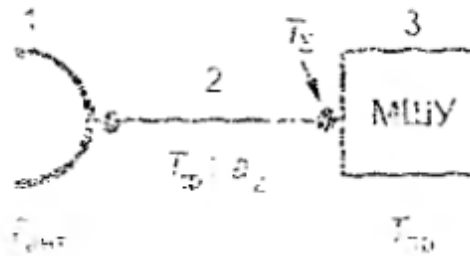


Рис. 8.6 К расчету ЭШТ приемной установки: 1 – антенна, 2 – фидер, 3 – МШУ приемника (или смеситель)

Суммарная эффективная температура на входе приемника:

$$T_{\Sigma} = T_{АНТ} \cdot 10^{-0,1a_2} + T_0 \cdot (1 - 10^{-0,1a_2}) + T_{ПР} \quad (16.6)$$

$T_{АНТ}$ – эффективная температура шумов, действующих на антенну.

a_2 – потери в приемном фидере

T_0 – эффективная шумовая температура приемника;

Для ЗС: $T_{АНТ} \approx T_{АНТЗС}$, $a_2 = a_{23С}$, $T_{ПР} \approx 70..100K$ в зависимости от типа МШУ (малошумящего усилителя).

ДЛС КС: $T_{АНТ} \approx T_{АНТКС}$, $a_2 = a_{2КС}$, $T_{ПР} \approx 1500K$, поскольку МШУ, как правило, не устанавливают. Антенна КС направлена на теплую Землю, поэтому первое слагаемое в (16.6) определяет достаточно большие шумы КС, что не позволяет реализовать эффект использования МШУ.

Мощность тепловых шумов приемной установки, пересчитанных ко входу приемника, для участков 1 и 2:

$$P_{ТКС} = kT_{\SigmaКС} \Pi \quad (11.20 а)$$

$$P_{ТЗС} = kT_{\SigmaЗС} \Pi \quad (11.20 б)$$

где $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{Вт}{Гц \cdot К}$ – постоянная Больцмана;

$T_{\Sigma} = T_{\SigmaКС}$ – эффективная температура приемной установки КС и $T_{\Sigma} = T_{\SigmaЗС}$ – для ЗС;

Π – эффективная шумовая полоса приемника.

Логарифмирую (11.20 а), запишем уровень мощности теплового шума на входе приемника КС:

$$P_{TKC} = 10\lg(k) + 10\lg(T_{\Sigma KC}) + 10\lg(\Pi)$$

или в дБ относительно 1 мВт:

$$P_{TKC} = -228,6 + 10\lg(T_{\Sigma KC}) + 10\lg(\Pi) \quad (16.7)$$

Из (16.7) получим уровень мощности теплового шума. АСЛЛ. на входе приемника ЗС:

$$P_{TЗС} = -228,6 + 10\lg(T_{\Sigma ЗС}) + 10\lg(\Pi) \quad (16.8)$$

Отношение сигнал-шум на входе приёмника

Вычисленное в децибелах отношение сигнал-шум на входе приемника КС:

$$q_1 = P_{акКС} - P_{TKC} \quad (16.9)$$

Собственные шумы участка вниз определяют отношение сигнал-шум на входе приёмника ЗС:

$$q_2 = P_{акЗС} - P_{TЗС} \quad (16.10);$$

где уровни в правой части (16.9) вычисляются по (16.4) и (16.7), а в правой части (16.10) – по (16.5) и (16.8).

Уровням в левой части (16.9) и (16.10) соответствуют отношению сигнал-шум:

$$Q_{iBX} = 10^{-0,1q_i} \quad (16.11)$$

где $i=1,2$ – номер участка.

Суммируя мощности шума участков вверх и вниз, получаем

$$Q_p = Q_{1BX} + Q_{2BX}$$

где $Q_p = 10^{0,1q_p}$ – результирующее отношение сигнал-шум на входе приёмника ЗС; соответствующий уровень:

$$q_p = 10\lg(10^{-0,1q_1} + 10^{-0,1q_2}) \quad (16.12)$$

Особенности расчета систем с шумоподобными сигналами.

При определении отношений сигнал-шум на входе приемника (16.9), (16.10) и (16.11) были определена мощности сигнала на несущей, а мощность шума в полосе Π . (см. 16.7, 16.8). В системах глобальной персональной спутниковой связи отдается предпочтение ШПС. При проектировании систем с ШПС качество связи определяет отношение сигнал-шум, пересчитанной на радиоканал, Например, для участка вниз:

$$Q_{2BX \text{ ШПС}} = \left(\frac{Q_{2BX}}{B_{\text{ШПС}}} \right) \eta$$

где $B_{\text{ШПС}} = \frac{\Delta F_p}{B_6}$ – база ШПС.

η - коэффициент речевой активности ($\eta = 0,3 \dots 0,4$).

1. Приведите диапазоны частот систем персональной спутниковой связи.
2. Опишите систему спутниковой связи Iridium.
3. Между какими спутниками может быть установлено прямое соединение в системе Iridium
4. Опишите систему спутниковой связи GLOBALSTAR.
5. В чем принципиальное отличие при организации связи между системами Iridium и GLOBALSTAR.
6. Опишите систему спутниковой связи ICO.
7. Из чего складывается задержка сигнала при организации связи через спутники.
8. Нарисуйте функциональную схему спутниковой линии связи.
9. Выведите формулу для мощности теплового шума на входе приемника для системы спутниковой связи.
10. Как рассчитывается отношение сигнал-шум на входе приемника для спутниковых систем связи с ШПС.