

Узбекское агентство связи и информатизации
Ташкентский университет информационных технологий

На правах рукописи

Турсунбоев Азамат Ғайрат ўғли

**Многостанционный доступ в цифровых системах
радиосвязи**

Специальность: 5A522104 – Цифровое телевидение и радиовещание

Диссертация

на соискание академической степени магистра

Работа рассмотрена
и допускается к защите
зав. кафедрой ТВ и РВ
к.т.н. Т.Г. Рахимов

(подпись)

«__» _____ 2011 г.

Научный руководитель
к.т.н., доцент Негриенко А.Я.

(подпись)

Ташкент - 2011

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	4
Глава 1. ОБЩАЯ ТЕОРИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ ЛИНЕЙНОГО РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ	8
1.1. Условия разделимости сигналов.....	8
1.2. Классификация ортогональных сигналов и способов их разделения	12
Глава 2. МНОГОСТАНЦИОННЫЙ ДОСТУП В СОТОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ.....	24
2.1. Общие сведения	24
2.2. Эффективность использования полосы рабочих частот в системах с разделением по частоте.....	29
2.2.1. Внеполосные излучения при базовых методах манипуляции.....	29
2.3. Подавление внеполосных излучений при ФМ путем сглаживания скачков фазы.....	36
2.4. Частотная манипуляция с минимальным сдвигом.....	38
2.5. Гауссовская манипуляция с минимальным сдвигом.....	49
2.6. Подавление внеполосных излучений сигналов ФМ путем их фильтрации в передатчике.....	57
Глава 3. ЧАСТОТНОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОБЩЕГО ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА ДЛЯ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ.....	64
3.1. Нелинейные явления в многоканальных системах связи.....	64
3.2. Амплитудно-фазовые конвенция в многоканальных системах связи	72
Глава 4. СИСТЕМЫ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ.....	77
4.1. Общие сведения о системах с временным разделением канала... ..	77
4.2. Синхронизация в системах связи с временным разделением каналов.....	79
4.3. Цикловая синхронизация и скремблирование.....	81
4.4. Алгоритмы асинхронного ввода/вызова	89
Глава 5. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ....	99
5.1. Методы широкополосной передачи	99
5.2. Шумоподобные сигналы и псевдослучайные последовательности.....	102
5.2.1. Последовательности Баркера.....	103

5.2.2. М-последовательности.....	105
5.3. Ансамбли псевдослучайных последовательностей.....	107
5.4. Некоторые особенности использования ШПС в системах связи..	115
5.4.1. Эффективность использования отведенной полосы частот	115
5.4.2. Защита от замираний.....	121
5.4.3. Электромагнитная совместимость.....	121
5.4.4. Эффективность использования мощности бортового передатчика.....	121
5.5. Псевдослучайная перестройка рабочей частоты.....	122
5.6. Помехозащищенность широкополосных систем связи.....	124
5.6.1. Анализ помехозащищенности при ППРЧ	126
5.6.2. Анализ помехозащищенности при ШПС	132
Заключение.....	134
Литература.....	137

ВВЕДЕНИЕ

Одной из ключевых задач техники связи признается обеспечение возможности использования имеющегося ресурса рабочих полос частот в интересах как можно большего числа пользователей. При этом указанный ресурс должен служить для создания не одного канала связи между некоторой парой объектов, а ряда каналов между многими такими парами. Так, в полосах частот, выделенных для сотовой связи, в каждом районе, где такая связь организуется, общая среда распространения радиоволн используется в интересах создания целого ряда одновременно действующих каналов телефонной дуплексной связи. В спутниковой связи в качестве общего ресурса для организации каналов связи выступает ствол ретрансляции. В любой системе связи всегда имеется тот или иной общий для целого ряда каналов ресурс.

Поэтому одной из важнейших задач проектирования системы связи является такой выбор сигналов отдельных каналов, при котором взаимовлияние между каналами в идеале вообще бы отсутствовало; на практике же речь идет о том, чтобы оно не превосходило определенного допустимого уровня. Задачи разделения каналов, т.е. выделения сигналов интересующего нас канала из их смеси, проходящей через общий ресурс, решается в общем случае как приемными антеннами, так и различными устройствами последующего тракта приемника. В первом случае обработке подвергаются сигналы в виде электромагнитных волн, которые могут быть описаны векторными функциями от трех пространственных переменных и времени. Такие сигналы далее будем кратко именовать *векторными*. Начиная с выхода приемной антенны, имеем уже дело с сигналами, представляющими собой скалярные функции только времени. Такие сигналы ниже именуются *скалярными*. Соответственно в зависимости от обрабатываемых сигналов возможные методы разделения также подразделяются на скалярные и векторные.

Из векторных методов почти с самого начала развития радиотехники используется разделение сигналов, связанное с географическим положением различных терминалов. Сигналы от далеко отстоящих терминалов в силу быстрого роста затухания с увеличением расстояния не могут мешать работе данного терминала как бы ни были выбраны их параметры. Возможно разделять сигналы по направлению прихода соответствующей электромагнитной волны: например, антенна достаточно высокой направленности и с достаточно низким уровнем боковых лепестков позволяет выделить излучение, принятое с данного направления на фоне излучений, поступающих с иных направлений. Указанные методы, основанные на разделении излучений, в зависимости от географического положения их источников ниже именуется *разделением по пространству*. Другой вариант векторного разделения базируется на поляризационных свойствах излучений: два ортогональных по поляризации излучения могут быть эффективно разделены антеннами с соответствующими и достаточно хорошими поляризационными характеристиками.

Из изложенного ясно, что возможности векторного разделения не зависят от конкретных форм используемых радиосигналов. Таким образом, постановка задачи векторного разделения оказывается достаточно ясной: речь идет о том, чтобы на выходе приемной антенны присутствовал только сигнал нужного канала, а сигналы других каналов, в идеале, вообще отсутствовали.

Что касается скалярного разделения то в общем случае постановка задачи оказывается более сложной.

Прежде всего, сигналы всегда являются для получателя случайными процессами, так как их параметры никогда в точности не бывают заранее известны на приемном конце. Это относится к таким параметрам, как средняя амплитуда, начальная фаза, несущая частота, временные положения тактовых точек и т.п. (параметры переносчика). Тем более неизвестны значения передаваемого сообщения, а следовательно, и выбираемые при модуляции соответствующие сигналы. Таким образом, сигналы каждого (j -го) канала

оказываются зависящими от двух групп параметров: параметров переносчика A , и модуляционных параметров u . Параметры первой группы изменяются весьма медленно, так что для наших целей их можно считать постоянными. Наоборот, модуляционные параметры отображают символы передаваемого сообщения и потому изменяются оперативно. Итак, сигнал j -го канала ($j = 0, 1, 2, N$) можно записать в виде $s_j(\lambda_j, \nu_j, t)$. Далее, без ограничения общности можно считать канал с $j = 0$ выделяемым. Условно будем именовать его также полезным в отличие от остальных каналов, выступающих по отношению к выделяемому, как мешающие. Последние назовем также соседними.

Параметры переносчика выделяемого канала всегда определяются на приемном конце. Без этого невозможна демодуляция данного сигнала. Ниже при рассмотрении процедур разделения будем считать их известными. Для сигналов соседних каналов значения набора параметров λ_j остаются в точности неизвестными. На приемном конце известны лишь области их возможных значений.

Как отмечалось выше, в задаче разделения сигналов предполагается, что все они проходят через общую среду (используют общий ресурс). Примем, что в ней они суммируются с различными весами a_p , отображающими различие уровней сигналов и коэффициентов передачи трасс, по которым они поступают в эту среду. Суммарный сигнал, который ниже будем именовать *групповым*, принимает вид

$$U(t) = \sum_{j=0}^N a_j s_j(\lambda_j, \nu_j, t) \quad (\text{B.1})$$

Очевидно, что полезный сигнал можно считать разделимым с сигналами других каналов только в случае, если он может быть однозначно определен по групповому сигналу, или, иначе говоря, если путем анализа этого группового сигнала можно всегда однозначно определить величину a_0 . Такой анализ должен проводиться на некотором временном интервале, содержащем некоторое число T тактов выделяемого сигнала. Поскольку положение тактовых точек полезного сигнала известно, можно принять без ограничения

общности интервал анализа от $t=0$ до $t=mT$. Пусть за это время транслируется m бит полезного сообщения, так что параметр v принимает 2^m значений. Полагают, что полезный сигнал потенциально выделим из группового, если значение уровня a_0 однозначно определяется при любом v_0 .

По поводу сформулированной задачи разделения сигналов заметим следующее: хотя здесь явная процедура разделения не определялась, уже из самой постановки задачи следует, что соответствующие методы могут быть только линейными, поскольку измеряемый параметр (a_0) линейно связан с групповым сигналом. Линейность процедуры разделения очень важна в данном случае по следующей причине: реально групповой сигнал всегда наблюдается на фоне шумов и, если процедура разделения была бы нелинейной, то этот факт обязательно должен был бы учитываться. Учет шумов резко усложнил бы рассмотрение и вряд ли позволил бы довести его до конца. С другой стороны, при наличии достаточно большого числа сигналов соседних каналов с суммарным уровнем, значительно превосходящим полезный сигнал, нелинейные процедуры разделения наверняка оказались бы неэффективными, поскольку неизбежные комбинационные составляющие, вызванные взаимодействием сигналов соседних станций и шума, резко затруднили бы прием полезного сигнала. По этим соображениям приведенная выше постановка задачи разделения сигналов, исключая необходимость рассмотрения нелинейных процедур, которые, резко усложняя рассмотрение, все равно не привели бы к полезным результатам, является целесообразной и обоснованной.

ГЛАВА 1. ОБЩАЯ ТЕОРИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ ЛИНЕЙНОГО РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ

1.1. Условия разделимости сигналов

Пусть имеется семейство функций $u_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, N$. Некоторая функция $u_0(t)$, не равная тождественно нулю, называется *линейно независимой* от этого семейства, если не существует такого набора вещественных чисел b_n что

$$u_0(t) = \sum_{i=1}^N b_i u_i(t). \quad (1.1a)$$

Если фигурирующие в данных определениях функции зависят от некоторых параметров, причем сформулированное условие линейной независимости выполняется при любых значениях каждой из функций, то говорят о *линейной независимости в усиленном смысле*.

Сформулируем и основное утверждение о разделимости сигналов, первоначальная формулировка которого принадлежит Д.В.Агееву: «...для того, чтобы полезный сигнал мог быть выделен из группового сигнала необходимо и достаточно, чтобы он был линейно независим в усиленном смысле от ансамбля сигналов соседних станций».

Перейдем к доказательству приведенного утверждения. Прежде всего, отметим, что поскольку групповой сигнал сформирован из сигналов соседних каналов и полезного сигнала в соответствии с (1.1), какое-нибудь решение для a_0 (возможно равное нулю) всегда существует. Таким образом, утверждение должно выявить условие, при котором это решение единственно. Проведем доказательство от противного. Пусть оно не единственно, так что одновременно

$$u(t) = a_0 s_0(\lambda_0, \nu_0, t) + \sum_{j=1}^N a_j s_j(\lambda_j, \nu_j, t) \quad \text{и} \quad u(t) = d_0 s_0(\lambda_0, \nu_0, t) + \sum_{j=1}^N d_j s_j(\lambda_j, \nu_j, t), \quad (1.1)$$

причем $a_0 \neq d_0$. Отсюда

$$(a_0 - d_0) s_0(\lambda_0, \nu_0, t) = - \sum_{j=1}^N (a_j - d_j) s_j(\lambda_j, \nu_j, t), \quad (1.2)$$

что противоречит исходному предположению о независимости s_0 от семейства $s_1 \dots, s_N$. Таким образом, из независимости действительно следует однозначность определения a_0 , что и доказывает достаточность условия рассматриваемого утверждения.

Необходимость данного условия следует из того, что если бы s_0 было бы зависимо от семейства $s_1 \dots, s_N$, то выражалось бы рядом $s_0(\lambda_0, \nu_0, t) = \sum_{j=1}^N c_j s_j(\lambda_j, \nu_j, t)$, где c_j — некоторые вещественные числа. Поэтому величину $W(t) = s_0(\lambda_0, \nu_0, t) - \sum_{j=1}^N c_j s_j(\lambda_j, \nu_j, t) = 0$ можно с любым коэффициентом прибавить к правой части (1.1). Таким образом, значение a_0 не только не определяется однозначно, но вообще может быть сделано любым. Это и доказывает необходимость сформулированного условия.

Развитые выше положения определяют интерес техники связи к ансамблям линейно независимых функций. Особенно часто используются подмножество таких ансамблей, именуемое *ортogonalными функциями*. Две отличные от нулевых функции $u_0(t)$ и $u_1(t)$ называются *ортogonalными* на интервале от t_1 до t_2 » если выполняется соотношение

$$\int_{t_1}^{t_2} u_0(t) u_1(t) dt = 0 \quad (1.3)$$

Если эти функции зависят от некоторых параметров, и (1.3) выполняется при любых их значениях, то говорят об *ортogonalности в усиленном смысле*. Покажем теперь, что из ортogonalности следует линейная независимость. Действительно, пусть $u_0(t)$ ортogonalна каждой функции семейства $u_j(t)$ ($j=1, 2, \dots, n$). Предположим, что она линейно зависима от такого семейства. Тогда существуют коэффициенты b_j , не все равные нулю, такие что выполняется (1.2). Помножая правую и левую части этого равенства на $u_0(t)$ и беря интеграл, найдем

$$\int_{t_1}^{t_2} u_0^2(t) dt = \sum_{i=1}^n b_i \int_{t_1}^{t_2} u_0(t) u_i(t) dt \quad (1.3a)$$

Последнее равенство невозможно: в его левой части стоит положительная величина (интеграл от квадрата ненулевой функции), а правая часть в силу ортогональности функций тождественно равна нулю. Полученное противоречие и доказывает высказанное утверждение. Обратное утверждение о том, что из линейности следует ортогональность, вообще говоря, неверно; функции могут быть линейно независимыми, но не ортогональными. В определенном смысле, однако, линейно независимых функций столько же, сколько и ортогональных, так что переход от линейно независимых сигналов к ортогональным не сокращает возможностей выбора разделимых сигналов. Вместе с тем для ортогональных сигналов процедуры разделения оказываются более простыми, в связи с чем в технике связи, как правило, для трансляции различных каналов используются именно ортогональные сигналы.

Отметим, что строгая ортогональность на практике часто не достигается и приходится использовать квазиортогональные сигналы. В связи с этим возникает задача оценки степени ортогональности пары сигналов. Для ее разумного определения представим корреляцию между функциями в виде

$$\int_{t_1}^{t_2} u_0(t)u_i(t)dt = \frac{1}{\sqrt{E_0E_1}} r, \quad (1.4)$$

где E_0 и E_1 — энергии функций $u_0(t)$ и $u_i(t)$ на интервале от t_1 до t_2 соответственно; r — некоторое число. Из известного неравенства Коши-Шварца следует, что определяемая этим соотношением величина r всегда удовлетворяет соотношению

$$|r| \leq 1 \quad (1.4a)$$

Величина r называется *нормированным коэффициентом корреляции сигналов*, ее модуль и может служить мерой их ортогональности: сигналы можно считать квазиортогональными,

$$\text{если } |r| \ll 1.$$

Вернемся к общей постановке задачи о разделении сигналов и попытаемся более детально охарактеризовать цели соответствующих процедур. Как отмечалось, исходной здесь является необходимость

исключения существенного влияния сигналов соседних каналов на прием полезного сигнала. При приеме полезного сигнала осуществляются процедуры двух типов: 1) собственно демодуляция полезного радиосигнала, реализуемая, как правило, в соответствии с алгоритмами идеального приема (когерентного или некогерентного); 2) группа вспомогательных процедур (синхронизации), определяющих все необходимые параметры переносчика λ_j . Естественно, что сигналы соседних каналов не должны затруднять выполнение процедур обоих указанных типов.

Отметим, что если сигналы соседних каналов ортогональны в усиленном смысле полезному сигналу, то они теоретически совершенно не влияют на его демодуляцию идеальным приемником. В этом легко убедиться при рассмотрении структуры идеальных приемников. Действительно, все они начинаются с корреляторов, которые вообще не реагируют на входные сигналы ортогональные к полезному, так что защищать процесс демодуляции от таких соседних сигналов нет необходимости. Вместе с тем, как показано выше, использование в соседних каналах ортогональных в усиленном смысле сигналов реализует потенциальные возможности по числу одновременно функционирующих каналов. Итак, оказывается, что для всех практически интересных случаев в использовании специальных процедур разделения сигналов для защиты процессов демодуляции вообще нет необходимости.

Иначе обстоит дело с работой систем синхронизации приемников. На их функционирование сигналы соседних каналов могут оказывать существенное влияние. Поэтому часто важно защищать такие системы от сигналов соседних каналов, для чего и используются специальные системы разделения. Эти системы должны быть построены так, чтобы на их выходе полезный сигнал присутствовал бы практически в не искаженном виде, а сигналы соседних каналов были бы, по возможности, подавлены. Кроме того, необходимо чтобы не ухудшалось отношение сигнал/шум, что приводит, как указывалось выше, к требованию линейности соответствующих устройств.

1.2. Классификация ортогональных сигналов и способов их разделения

Рассмотрим пару гармонических колебаний: $u_1(t) = \sqrt{2} \cos(\omega_1 t + \varphi)$ и $u_2(t) = \sqrt{2} \cos \omega_2 t$ каждое мощностью 1. Соответственно энергия этих сигналов на интервале времени от 0 до T составляет $E=T$. Имеем

$$r = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t)u_2(t)dt = \frac{\sin[(\omega_1 + \omega_2)T + \varphi] - \sin \varphi}{(\omega_1 + \omega_2)T} + \frac{\sin[(\omega_1 - \omega_2)T - \varphi] + \sin \varphi}{(\omega_1 - \omega_2)T}.$$

Строгие условия, при которых $r=0$ таковы:

$$\text{А) } (\omega_1 + \omega_2)T = 2\pi n;$$

$$\text{Б) } (\omega_1 - \omega_2)T = 2\pi m,$$

где m и n — целые числа. Условие «а» для радиосигналов несущественно, поскольку когда $(\omega_1 + \omega_2)T \gg |(\omega_1 - \omega_2)T|$, первым членом в (1.5) можно пренебречь, так что достаточным условием ортогональности оказывается выполнение требования «б».

Таким образом, при равенстве частот ($f_1 = f_2$) ортогональность ($r=0$) достигается только при $\varphi = 0,5\pi$. Иначе говоря, синусоида и косинусоида одной и той же частоты (квадратурные сигналы) ортогональны на любом интервале T^* , причем не существует других гармонических колебаний той же частоты, им ортогональных. Пусть теперь частоты сигналов не равны. Тогда минимальный частотный интервал $\Delta f = |f_1 - f_2|$ между ними, при котором обеспечивается ортогональность, составляет $\Delta f = 1/T$. Далее при фиксированном, не равном 0, разnose между частотами, с ростом T коэффициент корреляции уменьшается, хотя и не монотонно, так что всегда можно выбрать столь большой интервал анализа T, что r по модулю будет сколь угодно мало. Таким образом, синусоиды разных частот f_1 и f_2 можно считать ортогональными при достаточно большом T (при $\Delta f/T \gg 1$).

Сопоставим теперь эти данные с данными о спектре по Фурье отрезка синусоиды частоты f_c и длительности T. Легко вычислить, что спектр пропорционален величине

$$G(f) = \frac{\sin \pi(f - f_c)T}{\pi(f - f_c)T} \quad (1.6)$$

Таким образом, если частотный интервал между отрезками синусоид $\Delta f = 1/T$, то их спектры существенно перекрываются, так что разделение этих сигналов путем фильтрации оказывается невозможным, хотя указанные сигналы, как показано выше, строго ортогональны и поэтому разделимы. Ниже ансамбль сигналов, состоящий из отрезков синусоид, следующих по частоте с интервалом $1/T$, будем именовать *гармоническим ансамблем с минимальным сдвигом* (ГАМС). Если разнос частот между сигналами $\Delta f = m/T$, где $m \gg 1$, то перекрытие их спектров достаточно мало, так что такие сигналы могут быть разделены посредством соответствующей фильтрации.

Разделение сигналов фильтрацией называется *разделением по частоте*, а соответствующий способ формирования группового сигнала — *частотным уплотнением*. Приведенные данные показывают, что разделение по частоте гармонических колебаний возможно, если произведение разноса частот на время анализа фильтра (длительность его импульсного отклика) много больше единицы. Поскольку радиосигналы всегда могут быть представлены в виде суммы достаточно большого числа гармонических составляющих, то можно утверждать, что любые сигналы с неперекрывающимися энергетическими спектрами допускают разделение по частоте с помощью соответствующим образом подобранных канальных фильтров. При этом чем меньше зазор между спектрами соседних сигналов, тем более крутые скаты должны иметь эти фильтры, т.е. тем большее время анализа приходится использовать.

При разделении по частоте перед подачей группового сигнала на входы систем синхронизации приемника из него путем фильтрации выделяется полезный сигнал. Важно отметить, что единственной характеристикой сигналов различных каналов, используемой при разделении по частоте, являются их энергетические спектры. Конкретные формы сигналов при разделении не используются и необходимы лишь при демодуляции.

В связи с понятием «разделение по частоте» сделаем следующие принципиальные замечания: *во-первых*, каналные сигналы никогда не имеют строго ограниченного спектра, так что энергетические спектры сигналов соседних каналов всегда пересекаются на том или' ином уровне. Это обстоятельство является не только следствием конкретных условий реализации, но и носит принципиальный характер. Можно показать, что сигналы со строго ограниченным спектром не могут быть тождественно равны нулю ни на каком конечном временном интервале и, в частности, должны существовать всегда, нигде не начинаясь. *Во-вторых*, они могут быть предсказаны по любому своему отрезку на любое время вперед с любой требуемой точностью. Ясно, что все эти свойства не могут быть присущи сигналам — переносчикам информации. Поэтому идеальное разделение сигналов по частоте невозможно. На практике стремятся лишь так выполнить эту процедуру, чтобы взаимовлияние каналов имело бы допустимые величины, не ухудшающие существенно характеристик систем синхронизации.

Аналогичная ситуация имеет место относительно возможностей реализации каналных фильтров. Можно показать, что фильтры, коэффициент передачи которых на некотором конечном интервале частот тождественно равен нулю, являются физически не реализуемыми, так что речь может идти лишь о достаточно большом, а не полном подавлении сигналов соседних каналов с помощью реальных фильтров. Следует также отметить, что разделение близлежащих частот с помощью фильтров всегда приводит к появлению задержки сигнала и при том тем большей, чем большее подавление мешающего сигнала требуется. В связи с данными положениями достижимое качество частотного разделения каналов специально рассматривается в следующем разделе.

Сигналы с неперекрывающимися спектрами образуют важный класс ортогональных сигналов. Другой класс образуют сигналы, не перекрывающиеся по времени. Общая структура ансамбля таких сигналов может быть описана следующим образом: выбирается некоторый временной

интервал, именуемый *кадром*, который разбивается на n непересекающихся подинтервалов — *слотов*. Слоты внутри кадра последовательно нумеруются (от 1 до n). Кадры периодически повторяются, причем j -е слоты каждого кадра отводятся для передачи сигналов j -го канала. Таким образом, информация каждого канала передается периодически следующими отрезками (пакетами). В данном случае сигналы каждого канала занимают свой слот, так что они не пересекаются во времени и поэтому являются ортогональными. Разделение каналов достигается здесь соответствующей коммутацией: вход приемника открывается только на время прохождения слот полезного сигнала. Такой способ разделения именуется *временным разделением*, а соответствующий способ формирования группового сигнала — *временным уплотнением*. При временном разделении требуется знание только временных положений полезных сигналов, другие их характеристики не требуются. Перед подачей на системы синхронизации приемника при временном уплотнении полезный сигнал выделяется из группового путем соответствующей коммутации.

Основные недостатки временного уплотнения связаны с необходимостью распределения информации каждого канала на передающей стороне по отдельным пакетам и объединения их на приемной стороне в непрерывный информационный поток без потерь и нарушений целостности сообщений. Для решения этих задач в технике связи разработаны специальные методы.

Мы уже столкнулись с примером ортогональных сигналов, не допускающих разделение ни по частоте, ни по времени. Имелись в виду отрезки гармонических колебаний длительностью T с частотным разносом $\Delta f = 1/T$. Другим примером ортогональных функций не делимых ни по частоте, ни по времени является семейство функций В.А. Котельникова, для которых ниже используется обозначение $K_j(t)$ ($j = \dots -1, 0, 1, 2, \dots$)

$$K_j(t) = \frac{T \sin \pi \frac{t - jT}{T}}{\pi(t - jT)} \quad (1.7)$$

где T — параметр функций, смысл которого ясен из рис. 1.1.

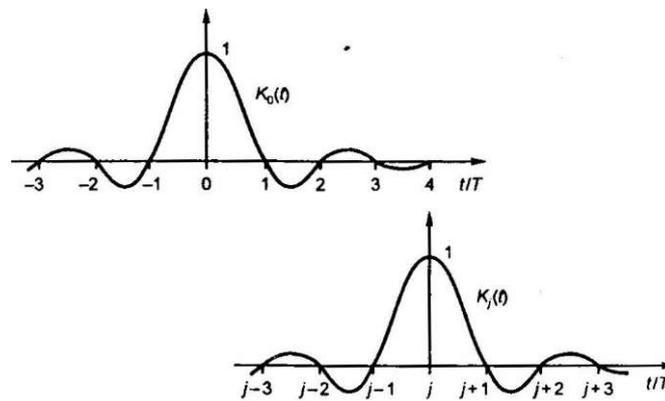


Рис. 1.1. Семейство функций В.А. Котельникова

Выражение (1.7) определяет семейство функций с бесконечным числом членов, причем отдельные функции отличаются друг от друга только временным сдвигом. Последнее означает, что модули спектра для всех функций совпадают, так что все они лежат в одной и той же полосе частот. Далее, они перекрываются и по времени, как это видно из рис. 1.1. Между тем на бесконечном временном интервале они ортогональны. Действительно, обозначая $x=\pi t/T$ и полагая $m \neq 0$, найдем

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} K_0(t)K_m(t)dt &= \frac{\pi}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin x \sin(x - m\pi)}{x(x - m\pi)} dx = \\ &= \frac{1}{mT} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin x \sin(x - m\pi)}{x} dx - \frac{1}{mT} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin x \sin(x - m\pi)}{(x - m\pi)} dx = 0 \end{aligned}$$

Последнее равенство следует из того, что последние два интеграла равны, в чем можно убедиться, произведя во втором из них замену: $y = m\pi - x$. Итак, функции Котельникова попарно ортогональны, хотя совмещены по спектру и пересекаются как функции времени. Можно показать, что модуль спектра функций Котельникова постоянен на интервале круговых частот от $-1/(2T)$ до $1/(2T)$ и равен нулю вне данного интервала. Таким образом, это видеосигналы. Однако на их основе легко сформировать и радиосигналы $U_m(t)$, осуществив преобразование на любую несущую частоту/в соответствии с соотношением $U_m(t) = K_m(t) \cos(2\pi f t + \varphi)$. Очевидно, что указанные выше свойства ортогональности функций Котельникова сохранятся.

Приведенные примеры показывают, что функции, не пересекающиеся по спектру и времени, далеко не исчерпывают все возможные варианты ортогональных сигналов, так что за пределами двух отмеченных выше классов функций (ортогональных по частоте и времени) остается еще ряд ансамблей ортогональных функций. Все эти ансамбли объединяют в класс функций ортогональных по форме. Соответственно к методам разделения по частоте и времени добавляется еще и разделение по форме, которое иногда именуют *кодовым разделением*.

Среди функций ортогональных по форме значительное место занимают группы ансамблей, являющихся пограничными с классами функций ортогональных по частоте и по времени. К ним относятся приведенные выше в качестве примеров ансамбли ортогональных функций. Так, ГАМС можно рассматривать как набор сигналов, отличающихся по частоте, но на величину недостаточную для их эффективного частотного разделения. Впрочем, в тех случаях, когда разделение используется для защиты систем синхронизации, часто достаточным оказывается качество разделения, при котором существенная часть мощности близлежащих соседних сигналов накладывается на выделяемый полезный сигнал. Здесь к ГАМС может быть применено частотное разделение. Аналогично ансамбль функций Котельникова можно рассматривать как набор функций отличающихся по времени, скорость спада которых вне выделенного для них временного интервала недостаточна для их эффективного разделения по времени. Тем не менее и здесь таким способом может быть достигнуто разделение функций, правда весьма грубое.

Существуют ортогональные по форме сигналы, которые полностью перекрываются как по частоте, так и по времени, вследствие чего их никак нельзя отнести к отмеченным выше пограничным группам. Такими сигналами являются так называемые *широкополосные сигналы* (ШПС), для которых характерна сравнительно сложная форма элементарных посылок. Именно, если при обычных, или *узкополосных сигналах* (УПС) элементарные посылки

представляют собой отрезки гармонических колебаний с постоянными или сравнительно медленно изменяющимися параметрами, то при ШПС за время элементарной посылки $T_э$ эти параметры многократно значительно изменяются по тому или иному достаточно сложному закону. В результате при УПС основная полоса энергетического спектра сигнала имеет величину порядка $\Delta f=1/T_э$, а при ШПС она значительно расширяется, так что может быть представлена в виде $\Delta f=B/T_э$, где $B \gg 1$. Величина B именуется *базой ШПС*. Структура и свойства ШПС будут подробно рассматриваться в гл. 4. Здесь мы лишь проиллюстрируем особенности разделения таких сигналов по форме. Рассмотрим один из вариантов широкополосных сигналов, построенных путем дополнительной фазовой манипуляции (ФМ ШПС).

При формировании таких сигналов вначале реализуется один из обычных способов цифровой манипуляции — АМ, ЧМ, ФМ или их модификации. Соответствующие радиосигналы обозначим через $V_y(t)$. Далее спектр этих сигналов расширяют путем их фазовой манипуляции одной или несколькими маркерными цифровыми последовательностями, длительность символов которых t_0 такова, что $T_э/t_0=B \gg 1$. Последовательности названы здесь *маркерными*, поскольку их вид не зависит от передаваемой информации и заранее известен на приемной стороне радиолинии (заложен в приемник). Часто маркерные последовательности по своей структуре выбираются аналогичными случайному телеграфному сигналу, в связи с чем их называют также *псевдослучайными последовательностями (ПСП)*. Чаще всего используют двоичные периодические ПСП с достаточно большим числом символов в периоде; в качестве символов ПСП принимают 1 и -1. В качестве типовой двоичной ПСП можно принять последовательность, получающуюся в результате повторения независимых статистических испытаний с двумя равновероятными исходами, например подбрасывания монеты. Если сопоставить две такие последовательности, полученные в независимых сериях опытов, то можно утверждать, что вероятность совпадения исходов опытов в обеих последовательностях на каждом такте составляет 0,5, так что данные

последовательности будут квазиортогональными. Отметим, что типовая ПСП оказываются квазиортогональной не только по отношению друг к другу, но и по отношению к собственным сдвигам на один или большее число символов. Обозначим ПСП как функцию времени через $q(t)$.

Обычный метод формирования ФМ ШПС $v_{ш}(t)$ описывается соотношением $v_{ш}(t) = q(t)v_y(t)$. Умножение узкополосного манипулированного сигнала на ПСП означает его дополнительную двоичную фазовую манипуляцию. В результате спектр сигнала расширяется до величины $\Delta f = 1/\tau_0 = B/T_0$, т.е. ориентировочно, в B раз.

Может показаться, что использование ШПС сопряжено с резким снижением эффективности использования полосы частот (в B раз). Между тем это не так. Оказывается, что по мере расширения Δf соответственно увеличивается и число ортогональных ШПС, которые могут размещаться в этой полосе. Каждый из таких сигналов занимает всю полосу и передается непрерывно и тем не менее они попарно ортогональны. В соответствии с вышеизложенным такие сигналы могут быть разделены по форме. Последнее позволяет по мере расширения полосы, располагать в ней все большее число каналов, так что резкого снижения эффективности использования полосы не происходит. Более детальный анализ показывает, что эффективность использования полосы за счет ШПС может не только не ухудшаться, но и для некоторых условий связи увеличиваться. На этом факте основано использование систем сотовой связи с разделением сигналов по форме (стандарт IS 95).

Сигналы отдельных каналов при использовании ФМ ШПС и разделения по форме строятся следующим образом: передающие тракты всех терминалов системы формируют свои узкополосные модулированные сигналы $v_{yj}(t)$ ($j = 0, 1, 2, n-1$, где n — число каналов) на одной и той же несущей частоте. Эти сигналы дополнительно помножаются в трактах передачи на ПСП, причем для каждого канала используется своя ПСП $q_j(t)$. Эти ПСП должны быть попарно

ортогональны при любом их взаимном сдвиге, если такой сдвиг может возникать в канале связи. Итак, излучаемые ФМ ШПС сигналы имеют вид

$$V_{uj}(t) = q_j(t)v_{yj}(t). \quad (1.8)$$

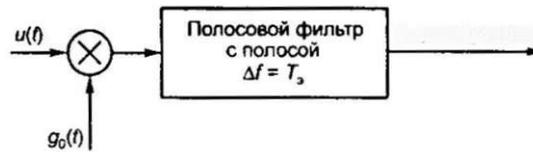


Рис. 1.2. Блок-схема выделения ФМ ШПС

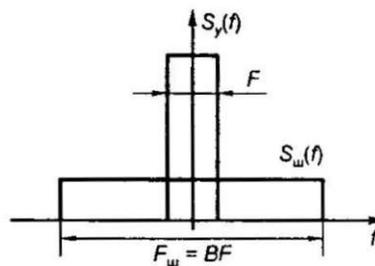


Рис. 1.3. Преобразование энергетических спектров сигналов при свертке по частоте

При приеме полезного сигнала используется сформированная в приемнике копия $g_0(t)$ той ПСП $q_0(t)$ помощью которой на передающей стороне было осуществлено расширение его спектра. Поскольку в системах связи, как правило, не используется единое время, да и запаздывание при распространении сигнала от передатчика до приемника неизвестно, $g_0(t)$ оказывается сдвинутым по времени относительно $q_0(t)$ на заранее неизвестную величину. Поэтому в приемнике используется специальная процедура — поиск и синхронизации по задержке, обеспечивающая совмещение по времени ПСП, наложенной на принимаемый полезный сигнал, и ее местной копии. В результате чего

$$g_0(t) = q_0(t) \quad (1.9)$$

Соответствующий алгоритм выделения полезного сигнала по форме представлен блок-схемой на рис. 1.2.

На вход этой схемы поступает групповой сигнал $u(t)$, в который входит и полезный сигнал $v_0(t)=q_0(t)v_{y0}(t)$. После входного перемножителя этой схемы полезный сигнал принимает вид $g_0(t)q_0(t)v_{y0}(t)=q_0^2(t)v_{y0}(t)=v_{y0}(t)$, так как $q_0^2(t)=1$. Иначе говоря, в результате линейной операции, выполняемой перемножителем, дополнительная фазовая манипуляция, произведенная при формировании ШПС, устраняется и восстанавливается узкополосный полезный сигнал. При этом полоса частот, занимаемых полезным сигналом, сокращается в B раз. Вследствие чего указанную процедуру называют *сверткой по частоте*. На рис. 1.3 схематически представлен энергетический спектр полезного сигнала до свертки $S_u(f)$ и после нее $S_v(f)$.

После свертки узкополосный полезный сигнал целиком пройдет через полосовой фильтр и поступит на вход демодулятора, который должен выполнять его демодуляцию.

Остановимся теперь на прохождении через приведенную схему сигналов соседних каналов. Если бы $g_0(t)$ была бы строго ортогональной любой из ПСП этих сигналов $q_j(t)$, то на выходе схемы на рис. 1.2 эффект от их воздействия полностью бы отсутствовал. Строгая ортогональность требует жесткой синхронизации ПСП различных сигналов, что удается реализовать далеко не всегда. В типовых случаях, когда между ПСП сигналов отдельных каналов имеются случайные сдвиги по времени, в устройстве просто не происходит свертки по частоте сигналов соседних каналов, и полосы занимаемых ими частот не изменятся, так что их энергетический спектр и на выходе устройства останется приблизительно равным $S_{ш}(f)$. В результате на выход полосового фильтра пройдет лишь небольшая часть (МВ) мощности сигнала соседнего канала. Таким образом, свертка по частоте повышает отношение мощности полезного сигнала к мощности помех от соседней станции в B раз. Если обозначить мощность j -го сигнала через P_j , то отношение мощности полезного сигнала на входе демодулятора к мощности помех от соседних станций на том же входе составит

$$H = \frac{P_0 B}{\sum_{j=1}^{n-1} P_j} = \frac{B}{\sum_{j=1}^{n-1} H^{-1}_j} \quad (1.10)$$

где $H_j = P_0/P_j$. В частном случае, когда мощности сигналов всех каналов одинаковы ($H_j=1$), получим

$$H = B/(n-1) \quad (1.11)$$

Обратим внимание на то, что описанный алгоритм разделения ШПС по форме не требует точного знания параметров полезного сигнала. Так, этот алгоритм не использует манипуляционные параметры, вследствие чего процедуры выделения сигнала и его демодуляции здесь разделены, нет необходимости знать заранее фазу несущей, а ее частота должна быть известна лишь со сравнительно низкой точностью, соизмеримой с полосой сигнала до расширения его спектра.

Описанный алгоритм выделения ФМ ШПС является типовым для широкополосных сигналов. При их разделении всегда вначале используется линейное устройство, преобразующее полезный сигнал в узкополосный (устройство свертки по частоте), после чего для разделения применяются уже методы, характерные для УПС и, прежде всего, разделение по частоте или времени.

В заключение отметим, что на практике реализуется комбинация различных методов разделения. При этом скалярное разделение почти всегда дополняется теми или иными способами векторного разделения. Скалярных методов применяется сразу несколько. Часто используется частотное уплотнение, хотя бы уже в силу того, что для различных систем выделяются, как правило, различные полосы рабочих частот. Но и в пределах одной системы общая полоса делится на ряд частотных интервалов. Внутри каждого из них может также применяться частотное уплотнение, но может иметь место и временное деление или разделение по форме. В действительности здесь речь идет о последовательной реализации на передающей и приемной сторонах нескольких методов уплотнения (разделения).

В системах сотовой связи стандарта IS-95 реализуется сочетание частотного деления и разделения по форме. В некоторой полосе на общей (по номиналу) несущей частоте передается группа ФМ ШПС (уплотнение по форме). Таких непересекающихся полос в системе используется несколько (уплотнение по частоте). При разделении вначале должно осуществляться разделение по частоте, а затем по форме.

Возможен и иной вариант сочетания частотного уплотнения и уплотнения по форме, отличающийся от описанного порядком использования этих методов. Здесь сначала формируется ряд узкополосных манипулированных сигналов на различных несущих частотах, выбранных так, чтобы спектры сигналов не перекрывались (частотное уплотнение). Затем каждый из данных сигналов дополнительно манипулируется ПСП (общей для всех сигналов или индивидуальными), вследствие чего спектры сигналов расширяются в B раз и начинают существенно перекрываться. Для разделения образовавшегося группового сигнала должен вначале применяться описанный выше алгоритм свертки по частоте, а затем частотное разделение.

ГЛАВА 2. МНОГОСТАНЦИОННЫЙ ДОСТУП В СОТОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

2.1. Общие сведения

Выше мы уже несколько раз упоминали системы сотовой связи. Подчеркнем теперь, что главным признаком, позволяющим выделить эти системы в отдельный класс, является сочетание двух наиболее важных групп методов уплотнения: векторных (разделение по пространству) и различных скалярных. Для наземных систем сотовой связи характерно использование пространственного разделения, связанного с различием дальности связи, хотя в некоторых вариантах таких систем используется и формирование сот, основанное на различии углов прихода сигналов. Что касается спутниковых систем сотовой связи, то здесь всегда используется разделение именно по направлению прихода сигналов. Для пояснения сотового принципа организации связи остановимся на некоторых определениях.

Будем именовать *областью обслуживания* (ОО) системы радиосвязи тот географический регион или район, где размещаются радиостанции (РС), функционирующие в данной системе. Различают радиолинии и каналы связи, понимая под *радиолинией* тракт между двумя РС — приемной и передающей. В отличие от этого под каналом связи понимают путь, по которому транслируется данная конкретная информация в рассматриваемой системе радиосвязи. В общем случае канал состоит из нескольких включенных последовательно одна, за другой радиолиний.

В полносвязных системах реализуется возможность организации радиолиний между любой парой РС. В ряде случаев используются системы ограниченной связности. Например, часто реализуются радиальные системы, в которых имеется центральная радиостанция (ЦРС) и организуются радиолинии только между нею и остальными РС. Иногда создаются трехуровневые системы, в которых функционируют станции трех уровней:

оконечные (ОРС), узловые или базовые (БРС) и центральная (ЦРС) станции. Каждая БРС поддерживает радиолинии только с определенной подгруппой ОРС, другими БРС и ЦРС. В этой схеме БРС и ЦРС используются как средства коммутации и ретрансляции принимаемых каналов, что и обеспечивает возможность создания каналов связи между любыми станциями сети. Используются и системы без ЦРС; тогда связи между БРС организуются не по радио, а с помощью проводных или оптоволоконных средств. Часто БРС и ЦРС данной системы радиосвязи сопрягают с различными другими системами связи, действующими на территории ее ОО или охватывающими эту область, что позволяет создавать составные каналы связи нескольких систем.

При создании систем радиосвязи, как правило, оказывается полезным не стремиться обеспечивать радиоканалы между любой парой РС независимо от их размещения в ОО, а разбить эту область на ряд зон (сот) и создавать радиолинии только внутри таких сот (зональное или сотовое обслуживание). При этом в каждой соте создается БРС, поддерживающая радиальную связь со всеми ОРС этой соты. Тем или иным способом обеспечивается также связь БРС различных сот между собой, что и обеспечивает возможность создания каналов связи между любой парой РС системы. Системы, использующие разбиение ОО на соты, именуются *отовыми*, в отличие от интегральных систем, не использующих этот принцип.

Сотовые системы по сравнению с интегральными обеспечивают значительные выигрыши как по требуемому энергетическому потенциалу радиолиний, так и по использованию полосы рабочих частот системы радиосвязи. Энергетический выигрыш определяется двумя факторами: сокращением дальности связи и более рациональным распределением транслируемой информации по ОО.

Первый фактор очевиден, особенно если учесть, что для наземных систем радиосвязи интегральное обслуживание не слишком малых областей связано с загоризонтным распространением радиоволн, что всегда сопряжено со значительными энергетическими потерями. Второй фактор менее

очевиден, хотя и не менее значим. Для его пояснения целесообразно разделить информацию, которая может транслироваться в системах связи, на индивидуальную и групповую (радиальную). К первому типу относится информация, предназначенная только одной РС, и не представляющая интереса для всех остальных станций системы. Примером может служить телефонная информация. В отличие от этого групповая информация представляет интерес для группы станций или даже для всех станций соты или системы (циркулярная информация). Примером может служить радиовещательная информация. При интегральном обслуживании такое различие типов передаваемой информации не учитывается и сигналы, отображающие всю циркулирующую в системе информацию, транслируются на всю ОО. В сотовых системах передача информации может дифференцироваться, так чтобы на каждую соту поступала только та информация, которая предназначена РС этой соты. Ясно, что такая дифференциация позволяет экономить энергетические ресурсы системы связи.

Возможность повышения эффективности использования полосы частот при зональном обслуживании определяется возможностью повторения частот при передаче сигналов в различных сотах. Такая возможность возникает в достаточно разнесенных по пространству сотах, так что уровень сигналов каждой из них, достигающих другой соты, оказывается относительно малым.

Размещение сот внутри ОО существенно зависит от местных условий и может быть достаточно разнообразным. В качестве основной, хотя и грубой, модели такого размещения можно принять гексагональную сетку (рис. 2.1).

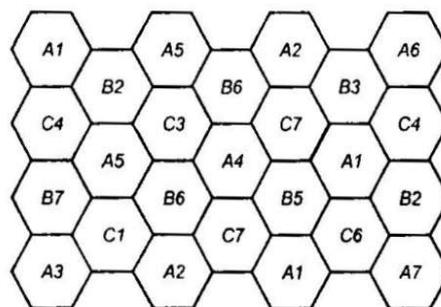


Рис. 2.1. Гексагональная структура сот

Здесь каждая сота граничит с шестью другими сотами.

Ясно, что в соседних сотах должны использоваться только линейно разделимые сигналы. В противном случае по крайней мере в районах, примыкающих к границам сот, сигналы отдельных РС будут существенно мешать друг другу, так что их прием станет невозможным. По этой причине для соседних сот приходится использовать различные группы сигналов, такие, что они оказываются линейно разделимыми. В соответствии с вышеизложенным данные группы могут различаться, например, по поляризации, частоте, времени или форме.

Как следует из рис. 2.1, использование трех групп таких разделимых сигналов (групп *A*, *B* и *C*) позволяет при гексагональном размещении сот исключить работу соседних сот на сигналах одной и той же группы. Однако сигналы данной соты создают значительные помехи не только в соседних сотах, но и в сотах, окружающих соседние. Поэтому приходится исключать использование одной и той же группы сигналов во всех сотах, граничащих с любой данной. Оказывается, что минимальное число групп сигналов, необходимое для реализации этого требования, — семь. На рис. 2.1 показано требуемое размещение по сотам семи групп сигналов (1, 2, ..., 7). Действительно, какую бы соту на рисунке мы не рассмотрели, окажется, что все шесть граничащих с нею сот имеют различные группы сигналов, при том отличные от ее собственной группы. Решение этой задачи при числе групп сигналов менее семи невозможно. В сравнительно редких случаях, чтобы еще более разнести по пространству соты с повторяющимися сигналами, прибегают к использованию девяти групп сигналов.

Оценим теперь общее число линейно разделимых сигналов, которые необходимы для всей ОО при сотовом обслуживании. Для простоты примем, что по трафику соты идентичны, так что для обслуживания каждой из них необходимо одно и то же число сигналов v . Тогда общее число требуемых сигналов составит $N=mv$, где m — число используемых групп сигналов.

Остановимся на вопросе о том, какое число сигналов потребовалось бы для той же ОО при интегральном обслуживании. Здесь следует различать случаи индивидуальной и групповой информации. При передаче *индивидуальной информации* общее число радиолиний с ОРС при переходе от интегрального обслуживания к сотовому не меняется: оно остается равным числу ОРС, одновременно работающих во всей ОО. Поэтому при индивидуальной информации и сотовом обслуживании при M сотах достигается выигрыш в общем числе требуемых в системе сигналов по сравнению с вариантом интегрального обслуживания в

$$n = M / m \text{ раз.} \quad (2.1)$$

Поскольку число сот может достигать нескольких сотен, то последнее соотношение означает, что требуемое число сигналов сокращается в десятки раз. Если, например, эти сигналы создаются на основе деления по частоте, то это соответствует экономии спектра рабочих частот, необходимого для функционирования системы, в то же число раз.

Иначе обстоит дело при трансляции в системе циркулярной информации. При интегральном обслуживании требуется организация одной радиолинии на все ОРС, размещенные в ОО, в то время как при зональном обслуживании должны создаваться M таких радиолиний (по одной в каждой соте). Соответственно требуемое число делимых сигналов возрастет при переходе к сотовому обслуживанию в m раз (при $M > m$).

Подводя итог, можно сказать, что при трансляции индивидуальной информации сотовое обслуживание позволяет обеспечить резкое повышение эффективности использования связных ресурсов всех видов и поэтому является основным направлением дальнейшего совершенствования соответствующих систем связи. При трансляции циркулярной информации целесообразность использования сотового обслуживания зависит от конкретных условий и требует каждый раз специального анализа.

2.2. Эффективность использования полосы рабочих частот в системах с разделением по частоте

2.2.1. Внеполосные излучения при базовых методах манипуляции

Как уже отмечалось, радиосигналы с цифровой модуляцией представляют собой случайные процессы. Поэтому занимаемая ими полоса частот характеризуется их энергетическим спектром. Этот спектр концентрируется обычно вокруг несущей частоты сигнала, причем подавляющая часть мощности сигнала приходится на некоторую ограниченную полосу частот F . Сама полоса чаще всего определяется шириной энергетического спектра, измеренной по уровню минус 3 дБ относительно максимума, и именуется *основной полосой сигнала* (ОПС). Составляющие спектра, лежащие вне ОПС, именуются *внеполосными излучениями* (ВИ). Такие составляющие существуют всегда, поскольку, как отмечалось выше, спектр реального сигнала не может быть равен нулю ни на каком конечном частотном интервале. Уровень спектральных составляющих ВИ с ростом отстройки/ их частоты от несущей всегда убывает, хотя и немонотонно.

Существенную роль в приеме того сигнала, которому они принадлежат, ВИ не играют, так как по уровню спектра они близки или даже существенно ниже спектральной плотности мощности шума, на фоне которого осуществляется этот прием. Вместе с тем ВИ могут создавать помехи приему сигналов соседних станций, которые граничат по спектру с полезным сигналом. Приходится увеличивать разнос между частотами несущих колебаний соседних станций, что приводит к ухудшению использования полосы рабочих частот. Этим обстоятельством и определяется стремление максимально ослабить ВИ манипулированных радиосигналов. Методам решения данной задачи и посвящен настоящий раздел.

Количественная оценка эффективности подавления ВИ основывается на показателе достижимой за счет этого удельной скорости передачи информации u . При этом u определяется с учетом защитных интервалов между частотами соседних несущих, необходимых для ослабления влияния В И до допустимого уровня. Конкретная методика вычисления u сводится к следующему:

- задаются допустимым увеличением спектральной плотности помех приему полезного сигнала, вызванным наложением на флуктуационные шумы ВИ соседних каналов; соответствующее значение потерь выбирается исходя из того, насколько напряженной является энергетика радиолиний рассматриваемой системы связи;

- исходя из энергетических спектров используемых сигналов, требуемых скоростей передачи и мощностей канальных сигналов определяется частотный план системы радиосвязи, учитывающий и требуемые защитные интервалы между частотами несущих отдельных каналов;

- определяется удельная скорость передачи информации $\gamma = C_{i\Sigma} / F_{\Sigma}$ бит/с/Гц, где $C_{i\Sigma}$ - суммарный объем сообщений, передаваемых по всем каналам системы связи в единицу времени; F_{Σ} — общая полоса рабочих частот, занимаемых системой связи.

Как было показано в предыдущих главах, для одноканальных систем требования полосной и энергетической эффективности оказываются, как правило, противоречивыми: повышение полосной эффективности обычно приводит к снижению энергетической, и наоборот. Аналогичная ситуация имеет место и в многоканальных системах. Соответственно, рассматривая методы подавления внеполосных излучений, необходимо стремиться, в первую очередь, использовать те из них, которые либо вообще не увеличивают требуемые значения h_b , либо увеличивают их в допустимой степени.

После общих замечаний перейдем к конкретному анализу полосной эффективности различных способов манипуляции. Начнем с так называемых классических, или базовых методов манипуляции, к которым мы относим

амплитудную, частотную и фазовую со скачкообразными изменениями манипулируемого параметра. Начнем с анализа энергетических спектров соответствующих радиосигналов. Для чего остановимся сначала на решении вспомогательной задачи — определении энергетического спектра случайной телеграфной последовательности (СТП). Под СТП понимают цифровой случайный видеосигнал, принимающий на каждом тактовом интервале длительностью T равновероятно одно из двух возможных значений $+1$ или -1 (символы на различных тактовых интервалах независимы). По общему правилу для определения энергетического спектра $S_{стп}(f)$ найдем функцию корреляции процесса, а затем произведем над ней преобразование Фурье. На рис. 2.2 представлена возможная реализация СТП, а ниже та же реализация, но запаздывающая на время τ , причем $\tau < T$. В заштрихованных областях значения процессов всегда совпадают, поскольку принадлежат одной и той же посылке. На остальных (незаштрихованных) интервалах вероятность совпадения значений этих функций, так же как и их несовпадения, равна $0,5$. Поэтому среднее значение их произведения на данных интервалах равно нулю, т.е. функция корреляции СТП есть

$$R(\tau) = \frac{T - \tau}{T} = 1 - \frac{\tau}{T} \quad (2.2)$$

При $\tau > T$ любая посылка СТП $v(t)$ не пересекается с нею же в сдвинутом сигнале $v(t - \tau)$, так что $R(\tau) = 0$. Вид функции корреляции СТП представлен на рис. 2.3, а. Беря от этой функции преобразование Фурье, найдем энергетический спектр

$$S_{стп}(f) = \int_{-T}^T R(\tau) \cos(2\pi f\tau) dt = T \frac{\sin^2(\pi f T)}{(\pi f T)^2}, \quad (2.3)$$

график которого представлен на рис. 2.3, б.

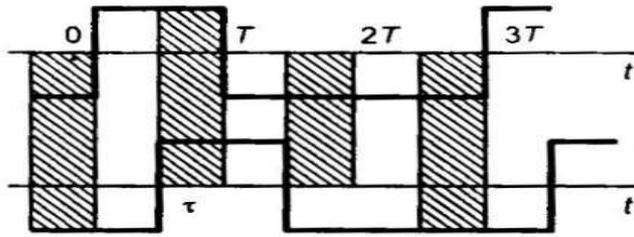


Рис. 2.2. К определению функции корреляции РП

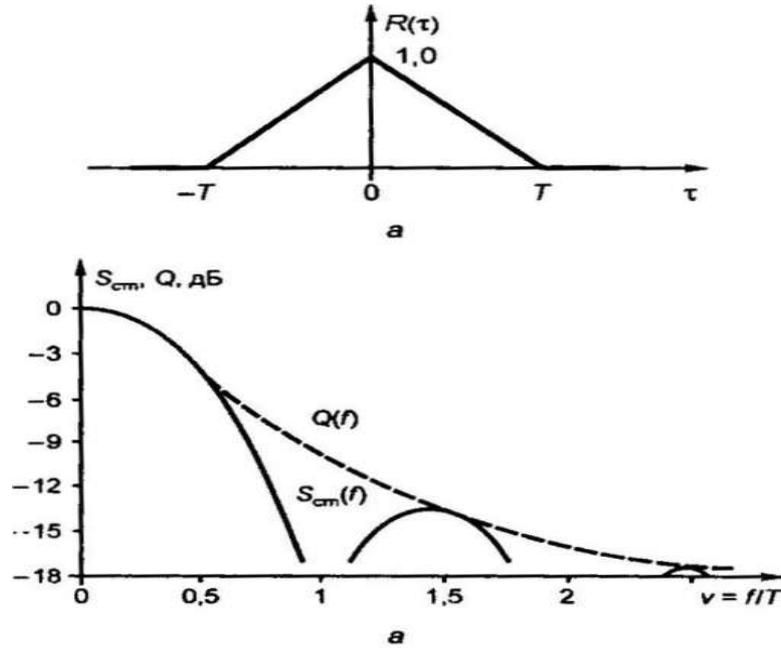


Рис. 2.3. Коэффициент корреляции РП (а) и энергетический спектр РП (б)

Как видно из рис. 2.3, максимум спектра, равный $S_m = T$, приходится на нулевую частоту, а основная полоса РП лежит в интервале от данной частоты до $f_{\text{он}} = 0,5/T$. Выше по частоте располагаются ВИ. Огибающая их спектра для $f > f_{0m}$ может быть представлена в виде

$$Q(f) = \frac{S_m}{\pi^2 v^2} \quad \text{при } v \geq 0,5, \quad (2.4)$$

где v -обозначена обобщенная расстройка, в данном случае $v = fT$. Выражение (6.15) показывает, что при увеличении обобщенной расстройки в два раза («на октаву») огибающая спектра ВИ снижается в четыре раза (на 6 дБ). Таким образом, скорость убывания спектра РП составляет 6 дБ на октаву. Можно

показать, что именно такая скорость присуща всем случайным процессам, реализации которых имеют разрывы непрерывности первого рода (т.е. ограниченные по величине скачкообразные изменения значения). Далее, общая теория показывает, что если у реализаций некоторого случайного процесса при любом t имеются производные до b - I порядка включительно, то скорость убывания его энергетического спектра составляет $6b$ дБ на октаву. Поэтому, если сглаживать закон изменения манипулируемого параметра, то можно достичь снижения уровня ВИ. Именно этот путь, как мы увидим ниже, и составляет основу одного из наиболее распространенных в настоящее время способов решения данной задачи.

Перейдем к оценке энергетических спектров радиосигналов с цифровой модуляцией. Такие сигналы могут быть получены путем преобразования СТП на частоту несущей f_H . Так, радиосигнал ФМ2 мощностью P_c можно представить в виде

$$V(t) = \sqrt{2P_c} v(t) \cos(2\pi f_n t) \quad (2.5)$$

а сигнал АМ при средней мощности P_c в виде

$$V(t) = \sqrt{P_c} [1 + v(t)] \cos(2\pi f_n t) = \sqrt{P_c} \cos(2\pi f_n t) + \sqrt{P_c} v(t) \cos(2\pi f_n t) \quad (2.6)$$

Из выражения (2.5) следует, что спектр ФМ2 может быть получен из спектра СТП в виде

$$S_{\Phi T 2} = 0.5 P_c S_{СТП}(|f - f_H|) \quad (2.7)$$

Отсюда следует, что основная полоса энергетического спектра ФМ2 составляет $F_{on} = 1/T_s$ (2.7a)

Для огибающей спектра внеполосных составляющих ФМ2 остается справедливым соотношение (2.4) при соответствующем определении обобщенной расстройки: $v = (|f - f_H|)T_s$, и значения максимума спектра, который для сигнала ФМ2 составляет, как это следует из (2.7), $S_m = P_c T_s$.

Отметим теперь, что энергетический спектр сигнала ФМ4 совпадает с таковым для ФМ2 при том же значении T_s . Действительно, сигнал ФМ4 при использовании манипуляционного кода Грея можно рассматривать как сумму

двух каналов ФМ2, образованных с использованием квадратурных несущих. Ясно, что сигналы этих каналов ФМ2 ортогональны и поэтому их энергетические спектры суммируются. Мощность суммарного сигнала равна сумме мощностей сигналов каждого канала, откуда следует, что при равных длительностях элементарных сигналов энергетические спектры ФМ4 и ФМ2 совпадают. Следует иметь в виду, что при том же T_b битовая скорость ФМ4 в два раза превосходит битовую скорость ФМ2, что при сохранении скорости кода, соответствует в два раза большей скорости передачи информации. Таким образом, при передаче информации с одинаковой скоростью и при том же кодировании ширина спектра ФМ4 оказывается на любом уровне в два раза уже таковой для ФМ2, что соответствует удвоению удельной скорости передачи информации. Напомним, что, энергетическая эффективность обоих способов манипуляции (параметр h_6) одинакова. Таким образом, переход от ФМ2 к ФМ4 повышает в два раза полосную эффективность системы без снижения ее энергетической эффективности. При дальнейшем увеличении кратности манипуляции k полосная эффективность продолжает повышаться пропорционально k . Однако начинает и быстро снижаться энергетическая эффективность (повышаться требуемое значение h_6).

Переходя к спектру сигнала АМ, отметим, что, как это следует из (2.6), он состоит из неслучайного гармонического колебания несущей частоты, вообще не отображающего манипулирующий сигнал и отбирающего половину средней мощности сигнала, и манипулированного ФМ2 колебания той же мощности, собственно и переносящего информацию. Это позволяет очевидным образом выразить спектр АМ через только что определенный спектр ФМ2. Отметим также, что наличие в спектре АМ не манипулированной несущей объясняет причину, по которой, потенциальная помехоустойчивость АМ на 3 дБ ниже, чем у ФМ2 или ФМ4. Напомним, что приведенные рассуждения относятся к бинарной АМ. Можно показать, что для кратной АМ при том же значении T_b спектр практически не меняется. Если же сохранять постоянной скорость передачи информации при том же коде, спектр будет

сокращаться пропорционально k , а потенциальная помехоустойчивость снижаться ориентировочно на

$$\eta[\text{дБ}] = 20 \lg(2^k - 1) - 10 \lg k \quad (2.8)$$

При амплитудно-фазовой манипуляции (КАМ) спектральная эффективность повышается пропорционально росту длительности элементарного сигнала $T_{\text{э}}$, но существенно снижается энергетическая эффективность.

Что касается спектра сигналов ЧМ, то при достаточно больших разносах несущих частот элементарных сигналов (обобщенная расстройка больше 1) эти спектры в первом приближении можно оценивать путем суммирования спектров АМ сигналов с пассивной паузой на каждой из этих несущих.

С помощью полученных данных оценим достижимую удельную скорость передачи сообщений при использовании классической ФМ2. Оценим допустимый разнос несущих частот соседних каналов при многоканальной передаче сигналов ФМ2 посредством частотного разделения. Положим вначале, что скорости передачи и мощности для всех сигналов совпадают. Пусть эти сигналы принимаются на фоне белого гауссовского шума (БГШ) со спектральной плотностью N_0 . Средний уровень энергетического спектра каждого сигнала в его основной полосе, как показано выше, составляет ориентировочно $w_c = P_c T_{\text{э}}$. Отношение этой плотности к N_0 для уверенного приема, как это следует из теории потенциальной помехоустойчивости, должно составлять примерно 10, так что по порядку величины $N_0 = 0,1 P_c T_{\text{э}}$.

Для того чтобы влияние ВИ соседних каналов не слишком сказывалось на помехоустойчивости приема сигнала данного канала, их энергетический спектр должен быть достаточно малым по сравнению с N_0 , например, не превосходить $0,1 N_0$. Такая оценка получена для равных по мощности сигналов различных каналов. На практике это требование не выполняется. Действительно, в различных каналах могут использоваться приемные системы различной чувствительности (отличающиеся, например, размерами антенн), что требует и использования сигналов с различными мощностями. Влияют

также разбросы реальных параметров приемо-передающих трактов, даже когда их номинальные значения одинаковы. Условно примем, что с учетом этих обстоятельств необходимо еще на порядок снизить допустимый уровень спектра ВИ, так чтобы он не превосходил $0,01 N_0 = 0,001 P_C T_s = 0,001 S_m$. Исходя из данного требования найдем, используя (2.4), что разнос несущих частот должен быть не менее

$$F_p = 10/T_s \quad (2.9)$$

Последнее соотношение позволяет определить удельную скорость передачи информации при классической ФМ2:

$$\gamma_n \approx 0.1 \quad (2.10)$$

Рассуждая аналогичным образом, для ФМ4 найдем

$$\gamma_n \approx 0.2 \quad (2.11)$$

2.3. Подавление внеполосных излучений при ФМ путем сглаживания скачков фазы

Внеполосные излучения (ВИ) присущие классическим методам манипуляции, резко снижают их полосную эффективность. В связи с этим на первый план выходит задача подавления ВИ. Ниже рассмотрены пути решения задачи применительно к энергетически наиболее эффективному из базовых методов манипуляции — фазовой. Реализация соответствующих мер приводит к возникновению специфических вариантов, которые можно рассматривать как разновидности ФМ либо как новые способы манипуляции.

Сглаживание закона изменения манипулируемого параметра является одним из основных путей ослабления ВИ. Применительно к ФМ сглаживание означает замену скачкообразных изменений фазы несущей при манипуляции на ее плавное изменение. Главная проблема заключается в том, чтобы, с одной стороны, действительно обеспечить значительное снижение ВИ, а с другой — существенно не ухудшить потенциальную помехоустойчивость манипуляции. Последнее может явиться следствием изменения формы используемых

элементарных сигналов, а следовательно, и величин коэффициентов корреляции между ними.

Охарактеризуем качественно указанные эффекты. Пусть интервал времени, на котором производится сглаживание закона изменения фазы, $t_c < T_3$. Как бы ни был мал данный интервал всегда можно так выбрать закон изменения фазы на нем, чтобы исключить разрывы как самой фазы, так и любого числа ее производных. Как уже отмечалось, это должно приводить к значительно более быстрому спаданию огибающей спектра ВИ $Q(\nu)$. Следует иметь в виду, что этот эффект будет проявляться только при достаточно больших расстройках, грубо говоря при $|f - f_H| > 1/t_c = F_M T_3/t_c$ а при меньших расстройках спектр ВИ останется тем же, что и без сглаживания. По этой причине необходимо стремиться к увеличению интервала сглаживания t_c и приближению его к длительности элементарного сигнала T_3 .

Что касается самого закона сглаживания, то он может быть выбран различными способами. Наиболее простым считается линейное сглаживание, когда фаза изменяется от своего начального положения к конечному линейно. Однако возможны различные варианты. Чтобы пояснить их происхождение, обратимся к рис. 2.4, где представлены векторные диаграммы сигналов. Примем, что плоскость рисунка (фазовая плоскость) вращается с круговой частотой f_H , так что гармоническое колебание этой частоты представляется неподвижным вектором на этой плоскости. Тогда два возможных ЭС классической ФМ2 представляются векторами 1 и 2.

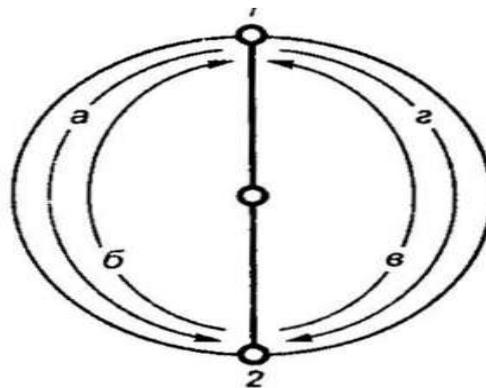


Рис. 2.4. Векторная диаграмма сигналов ФМ2 при сглаживании скачков фазы

Для классической ФМ2 переход из состояния 1 в 2 и наоборот происходит скачком. При сглаживании для этих переходов могут использоваться различные интервалы времени и различные пути: возвращение из 2 в 1 может происходить как по пути «б», так и по пути «в», а движение из 1 в 2 по путям «а» или «г». Выбор указанных путей может быть фиксированным или осуществляться в каждой тактовой точке по тому или иному закону. Таким образом, имеется ряд возможностей, приводящих к различным разновидностям ФМ2. Не следует думать, что различия между данными разновидностями незначительны. Сравним, например, систему, использующую пути «а» и «в», т.е. движение по всей фазовой плоскости с полным вращением (ПВ) вектора, и систему, использующую только пути «а» и «б», т.е. с неполным вращением (НВ) вектора сигнала. Обратим внимание на то обстоятельство, что линейное изменение фазы вектора соответствует сдвигу его несущей частоты.

Таким образом, в варианте ПВ используются две частоты: f_1 (сохранение состояния 1 или 2) и $f_2 = f_n + 0,5/t_c$ (пути «а» и «в»), а в НВ — три: $f_1 = f_n + 0,5/t_c$ (путь «а») и $f_2 = f_n - 0,5/t_c$ (путь «б»). Соответственно отличаются и спектры манипулированных радиосигналов: если в варианте НВ спектр симметричен относительно частоты f_n , то в случае ПВ это не так. В случае ПВ удобно рассмотреть среднюю частоту $f_0 = 0,5(f_n + f_1)$. Если использовать фазовую плоскость, вращающуюся с этой круговой частотой (рис. 2.5), то на ней за время t_c изображающий вектор будет поворачиваться на 90° в ту или иную сторону (по часовой стрелке или против нее) в зависимости от того, какой именно символ сообщения (1 или 0) передается. В тактовых точках вектор принимает одно из положений $0, 90^\circ, -90^\circ$ или 180° .

2.4. Частотная манипуляция с минимальным сдвигом

Остановимся специально на варианте с ПВ при максимальной длительности сглаживания $t_c = T_0$. Соответствующий метод манипуляции

называется *манипуляцией с минимальным сдвигом* (ММС). Две используемые частоты имеют значения $f_1=f_0-0,25/T_3$ и $f_2=f_0+0,25/T_3$. Сама частота f_0 является виртуальной и в сигнале ММС не представлена. Реально используемые частоты сдвинуты относительно нее на $f_d=0,25/T_3$ вверх или вниз. Разность частот $f_2-f_1=0,5/T_3=2f_d$. В соответствии с (1.4) два радиоимпульса с частотами несущих колебаний 1_1 и 1_2 и длительностью T_3 ортогональны, причем при меньшем значении разности их частот ортогональность не может быть обеспечена. Поэтому именно это значение $2f_d$ и именуют *минимальным частотным сдвигом*, откуда и происходит название метода манипуляции. Таким образом, ММС может рассматриваться как двоичная частотная манипуляция с частотами f_1 и f_2 . Однако важная особенность такого способа манипуляции состоит в наличии жесткой связи девиации частоты и длительности передачи элементарных символов. Эта связь требует, чтобы набег фазы (относительно гармонического колебания с частотой f_0) составлял за время посылки точно плюс или минус 90° , а фазовая траектория в тактовые моменты была непрерывной. Поэтому данный метод манипуляции можно рассматривать и как разновидность фазовой модуляции при специальном способе сглаживания фазовых траекторий.

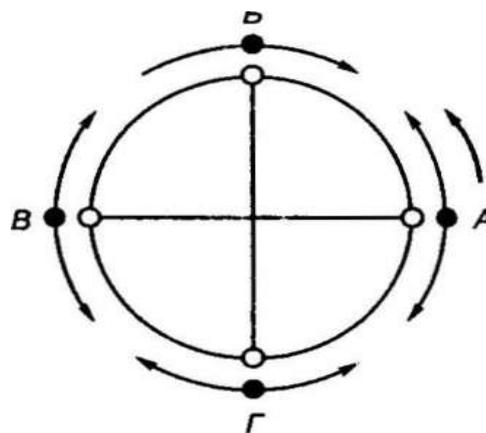


Рис. 2.5. Векторная диаграмма сигналов ММС

Соответствующая векторная диаграмма ММС изображена на рис. 2.5, где представлены четыре состояния (А, В, В и Г), в которых может находиться

вектор, отображающий сигнал ММС в моменты времени, совпадающие с тактовыми точками. Между ними этот вектор совершает круговое вращение в ту или в иную сторону, переходя из данного состояния в соседнее, причем *соседним* называется состояние, отличающееся от данного на 90° в ту или другую сторону. Например, ближайшими к G являются состояния B и A . Примем в качестве положительного направления отсчета фазы — вращение против часовой стрелки. Тогда вращение в положительном направлении означает передачу частоты f_2 а в отрицательном — частоты f_1 . Именно выбор в каждой тактовой точке направления вращения или подлежащей передаче на очередном тактовом интервале частоты и определяет значение очередного передаваемого бита. Соответствие между значением этого бита и направлением вращения вектора, именуемое *манипуляционным кодом*, может устанавливаться для ММС различными способами. Наиболее предпочтительный из них будет описан позднее.

Поскольку, как показано выше, ММС представляет собой некоторый специальный вариант двоичной ЧМ, может возникнуть вопрос, нельзя ли распространить на ММС метод идеального приема и данные о потенциальной помехоустойчивости, полученные для когерентного приема двоичных сигналов в 3.2. Для того, чтобы понять, что такой подход был бы ошибочным, необходимо вспомнить условия применимости теории идеального приема: одно из важнейших предположений заключается в независимости сигналов, передаваемых на различных тактовых интервалах. Это предположение часто нарушается, когда используется сглаживание закона изменения фазы при манипуляции. Действительно, для достижения сглаживания необходимо, чтобы закон изменения фазы на данном тактовом интервале зависел не только от передаваемого на нем символа сообщения, но и от значения элементарного сигнала, переданного на предыдущем такте, ибо необходимо обеспечить непрерывность изменения фазы при переходе от предыдущего такта к данному. Такая зависимость имеет место и для ММС. По этой причине приведенные выше результаты теории идеального приема не могут быть

в начальный момент времени вектор занимал положение, соответствующее нулевой фазе. Возможные значения $I(t)$ представлены на рис. 2.7, д, $Q(t)$ на рис. 2.7, б. Графики этого рисунка построены в соответствии с фазовой решеткой, представленной на рис. 2.6. Легко видеть, что в зависимости от значений манипулирующих символов проекции принимают значения, изображенные сплошными или штриховыми линиями переход со сплошных на штриховые линии может происходить только в точках перехода данной проекции через нуль. По форме эти проекции представляют собой полуволны синусоиды (косинусоиды) протяженностью $2T_3$. Из приведенных данных можно заключить, что фактически здесь имеет место двухканальная передача, причем каналы образованы на квадратурных несущих $\cos 2\pi f_0 t$ и $\sin 2\pi f_0 t$. Посылки на несущих имеют форму полуволны синусоиды длительностью $2T_3$, посылки в квадратурных каналах сдвинуты друг относительно друга на половину своей длительности. (Отметим, что методы манипуляции, при которых посылки в квадратурных каналах сдвинуты по времени друг относительно друга, именуется *офсетными*.)

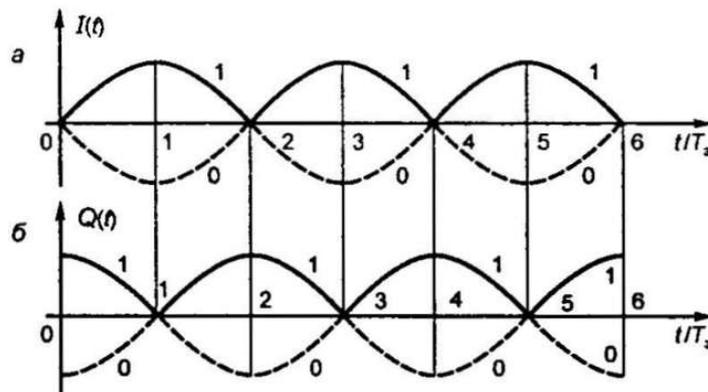


Рис. 2.7. Квадратурное представление сигнала ММС

Итак, сигнал ММС может быть представлен в виде

$$u(t) = I(t) \sin 2\pi f_0 t + Q(t) \cos 2\pi f_0 t \quad (2.12)$$

Оба слагаемых правой части равенства (2.12) представляют собой манипулированные методом ФМ2 радиосигналы с квадратурными несущими с

огибающими элементарных посылок, повторяющимися сплошные кривые рис. 2.7, а и б соответственно. Иначе можно сказать, что используется два квадратурных радиосигнала-переносчика: $v_s(t) = |\sin(\pi t / T_s)| \sin(2\pi f_0 t)$ и $v_c(t) = |\cos(\pi t / T_s)| \cos(2\pi f_0 t)$ с длительностями элементарных посылок по $2T_s$; посылки различных каналов сдвинуты по времени на T_s . Переносчики модулируются по фазе методом ФМ2, так что после манипуляции фазы несущей в течение каждой из посылок принимают одно из двух возможных состояний (либо нуль, либо я) в зависимости от того, выбрано положительное или отрицательное значение амплитуды данной посылки на данной квадратуре (сплошная или штриховая кривая). Таким образом, каждая посылка длительностью $T_K = 2T_s$ на каждой из квадратур переносит ровно 1 бит. Легко видеть также, что огибающая суммарного сигнала $A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} = const$, а средние мощности квадратурных радиосигналов $P_c = P_s = 0.5P_\Sigma$ где P_Σ мощность суммарного сигнала. В соответствии с указанными значениями мощностей радиосигналов и длительностей элементарных сигналов можно заключить, что значения h_b для суммарного сигнала и сигналов отдельных подканалов одинаковы и равны $h_b^2 = P_c T_k = P_\Sigma T_s / N_0$.

Что касается связи между значениями фаз несущих в подканалах и значениями бит манипулирующей последовательности, то она определяется видом манипуляционного кода. Особенно простой эта связь оказывается при следующем манипуляционном коде: в состояниях А и Г (рис. 2.5) положительное вращение вектора (использование частоты f_2) соответствует передаче бита со значением a_1 а отрицательное его вращение (частота f_1) — бита со значением a_0 в состояниях Б и В, наоборот, частота f_z соответствует a_0 , а f_1 - a_1 — В такой записи под и я₀ можно понимать 1 и 0 соответственно, а можно, наоборот, 0 и 1. Такое использование частот приводит к следующему порядку передачи информации по квадратурным каналам: модулирующая последовательность бит разделяется на два потока, в первый из которых попадают биты, поступающие на нечетных тактовых интервалах (первый

поступивший бит, третий, пятый и т.д.), а во второй на четных (втором, четвертом и т.д.). Далее биты первой последовательности манипулируют методом ФМ2 квадратуру с амплитудой — $Q(t)$, а второй — с $I(t)$. Соответствующая манипуляция осуществляется за счет выбора сплошной или штриховой линии на каждом временном интервале, протяженностью $2T_{\text{Э}}$.

Таким образом, рассматриваемый манипуляционный код соответствует разделению транслируемого потока бит на два равноскоростных под потока и передаче каждого из них на своей квадратуре. На приемной стороне демодулированные под потоки объединяются в общий поток путем поочередного извлечения бит из под потоков. Использование других манипуляционных кодов приводило бы к необходимости более сложной процедуры объединения на выходе демодулятора под потоков в общий поток, при которой каждый бит общего потока формировался бы путем той или иной логической операции над несколькими демодулированными битами под потоков. Поскольку всегда есть определенная вероятность ошибки в демодулированном бите, такая процедура приводила бы к размножению ошибок. В связи с тем, что описанный манипуляционный код от этого недостатка свободен, он используется на практике. Ниже будем исходить именно из применения такого манипуляционного кода. В качестве примера отметим, что выделенная фазовая траектория (рис. 2.6) соответствует при таком манипуляционном коде следующей последовательности передаваемых бит: 0, 1, 1, 1, 1,0, 1,0, 1, 0.

На рис. 2.8, а представлена структурная схема модулятора ММС, реализующего описанный выше алгоритм манипуляции. Двоичное цифровое сообщение с тактовой частотой $f_{\tau} = 1/T_{\text{Э}}$, выделяемой системой тактовой синхронизации (СТС), разделяется вначале на два под потока (четных и нечетных бит). Разделение осуществляется с помощью переключателя Г1 (контакты «ч» для выхода четных бит и «н» — для нечетных), работой которого управляет выделенная СТС тактовая частота. Под потоки поступают каждый на свой расширитель ($P_{\text{ч}}$ и $P_{\text{н}}$ соответственно), увеличивающий

длительность каждого бита до $2T_3$; тактовая частота под последовательностей становится равной $f_T/2$, асами под последовательности — офсетными. Схема содержит генератор квадратурных переносчиков (ГКП) $v_s(t)$ и $v_c(t)$; длительности формируемых посылок синхронизованы с тактовой частотой f_{T1} чем обеспечивается ее точное равенство $2T_3$. В умножителях переносчики манипулируются под последовательностями по фазе по методу ФМ2. Выходной радиосигнал ММС формируется суммированием квадратурных каналов в соответствии с (2.12).

Переходя к вопросу о потенциальной помехоустойчивости ММС, рассмотрим приемник такого сигнала, состоящий из двух параллельно включенных приемников отдельных подканалов (рис. 2.8, б).

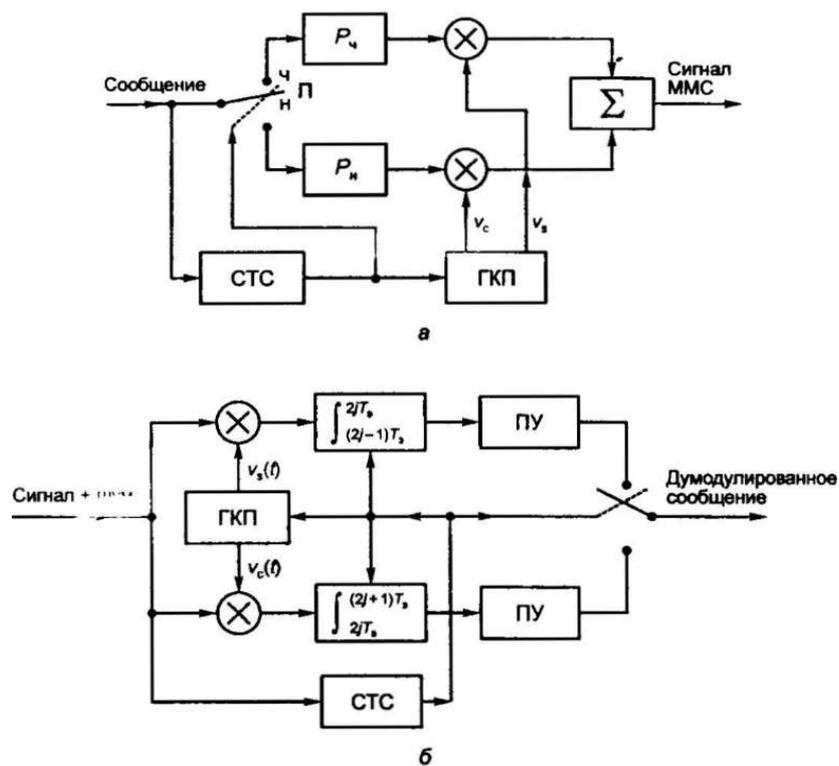


Рис. 2.8. Структурная схема модулятора (а) и демодулятора (б) ММС

Поскольку в подканалах используются сигналы ФМ2, то идеальные когерентный приемники для них (3.2) имеют вид, представленный на рис. 2.8, б. Отметим, что у интеграторов демодуляторов подканалов время интегрирования $2T_3$ (синхронизируется от СТС приемника). Аббревиатурой ПУ обозначены пороговые устройства с нулевым порогом, аналогичные

реализуемым в общей схеме идеального приемника ФМ. Канальные приемники начинаются с корреляторов, так что приемник одного подканала не будет реагировать на сигнал другого в силу ортогональности квадратурных сигналов. Далее сигнал одного подканала не может также способствовать приему другого подканала, поскольку по подканалам транслируются независимые сообщения. Это позволяет заключить, что рассматриваемый приемник ММС сигналов является идеальным. Вероятность ошибки в каждом подканале, а следовательно, и для всего сигнала ММС, определится стандартным выражением для фазовой телеграфии

$$P_{ош} = \Phi(\sqrt{2}h_c) \quad (2.13)$$

так что потенциальная помехоустойчивость ММС, такая же как и у ФМ2 и не снизилась из-за проведенного предельного сглаживания скачков фазы ФМ сигналов.

Остановимся еще на одном возможном варианте построения модулятора ММС, основанном на трактовке данного метода манипуляции как некоторой специальной разновидности двоичной ЧМ. Можно было бы просто использовать ЧМ-манипулятор, ставя в соответствие значениям транслируемых бит 0 и 1 определенные значения частот (например, 0 частоту f_1 , 1- f_2). При этом для того, чтобы получить ММС необходимо, чтобы разность этих частот была бы равна $0,5/T_s$, а фазы ЭС соседних тактовых интервалов в тактовой точке совпадали. Однако (рис. 2.5) такая манипуляция приводила бы к манипуляционному коду, отличному от желаемого, так что потребовалось бы перекодирование демодулированных бит. Чтобы сохранить принятый манипуляционный код, необходимо перед ЧМ-модулятором осуществить специальное перекодирование транслируемого сообщения. Из анализа диаграммы на рис. 2.5 следует, что алгоритм такого перекодирования должен соответствовать соотношению

$$x_k = b_{2j-1} \oplus b_{2j} \text{ при } k = 2j \text{ и } x_k = b_{2j} \oplus b_{2j+1} \oplus b_{2j+i} \text{ при } k = 2j + 1, \quad (2.14)$$

где b_j — двоичная информационная последовательность, подаваемая на вход преобразователя; x_k — двоичная последовательность на его выходе; Φ —

суммирование по $\text{mod } 2$. Последовательность x_k подается на модулятор ЧМ2, т.е. каждое значение ее символа соответствует одной из двух возможных частот, выдаваемых этим модулятором.

Структурная схема преобразователя, соответствующего (2.14), представлена на рис. 2.9. Штриховой линией ограничен регистр сдвига с отводами, работа которого тактируется с тактовой частотой поступающего двоичного сообщения. Символом \bar{x} обозначен инвертор.

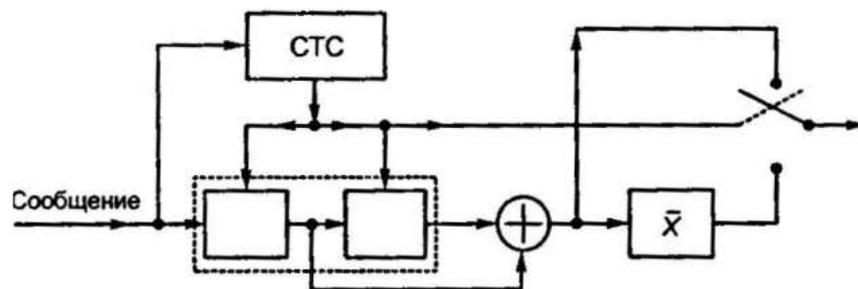


Рис. 2.9. Структурная схема преобразователя

Перейдем к характеристике спектральной эффективности ММС. Как показывают соответствующие расчеты, энергетический спектр сигналов ММС имеет вид

$$S(\nu) = \frac{8P_{\Sigma}T_s}{\pi^2} \frac{(1 + \cos 4\pi\nu)}{(1 - 16\nu^2)^2} \quad (2.15)$$

где обобщенная расстройка $\nu = (f - f_0)T_6$.

На рис. 2.10 представлены графики энергетических спектров ММС сигнала, построенные в соответствии с (2.15), и сигналов ФМ2 и ФМ4, построенные по формуле (2.7). Для удобства сопоставления спектров они представлены как функции стандартной расстройки и $\nu = (f - f_0)T_6$, где f_0 — средняя частота спектра для ФМ, совпадающая с частотой несущего колебания; — длительность двоичного символа сообщения.

Основная полоса частот для ММС составляет $F_{on} = 0,67/T_6$, т.е. несколько превосходит ее значение для ФМ4 ($F_{on} \ll 0,5/T_6$). Зато спектр внеполосных излучений убывает у ММС, как и следовало ожидать, гораздо

быстрее: со скоростью 12 дБ на октаву. Если определять размещение соседнего канала требованием подавления внеполосных излучений на 30 дБ, то в соответствии с данными рис. 2.10 положение его несущей частоты должно определяться значением $\mu = 1,2$, так что для ММС $\mu = 1,2$, что почти на порядок выше, чем для ФМ4.

Таким образом, предельное сглаживание скачков фазы и соответственно переход к ММС позволяют резко повысить спектральную эффективность фазовой манипуляции без снижения ее помехоустойчивости.

Описанный вариант ММС обеспечивает непрерывное изменение фазы при манипуляции, так что сигнал, рассматриваемый как функция времени, оказывается непрерывным. Поскольку закон изменения фазы имеет в тактовых точках изломы, то первая производная фазы в таких точках не существует.

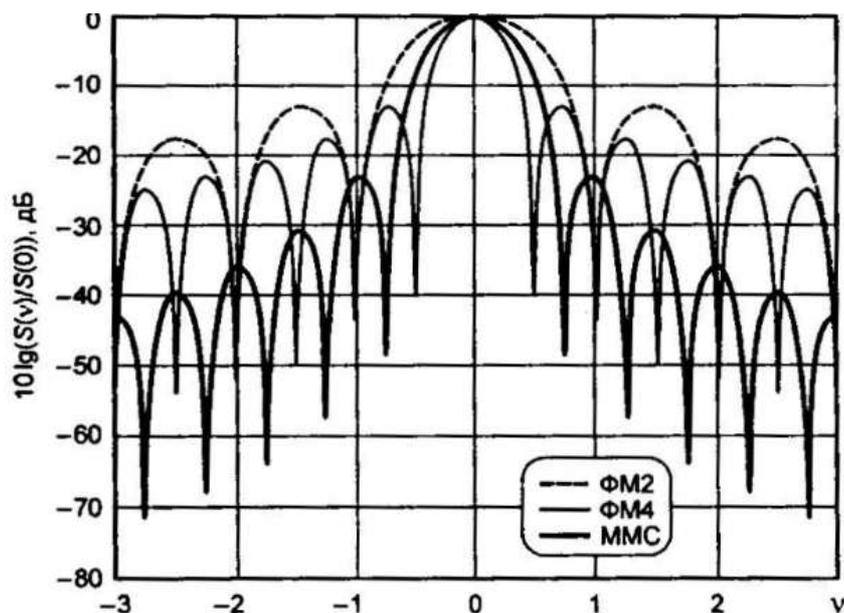


Рис. 2.10. Энергетические спектры сигналов ФМ2, ФМ4 и ММС

Более сложные законы сглаживания могли бы обеспечить не только непрерывность, но и наличие производных более высоких порядков, что в определенной степени улучшило бы спектр сигнала.

2.5. Гауссовская манипуляция с минимальным сдвигом

Предположим, что реализуется способ формирования сигнала ММС с частотной модуляцией, для чего вначале осуществляется преобразование модулирующего сообщения в соответствии с (2.14) устройством рис. 2.9. Выходная последовательность символов преобразователя b_j представляется в виде биполярной функции времени, принимающей для $b_j = 1$ на тактовом интервале значение 1, а для $b_j = 0$ значение -1. Скачки этой функции в тактовых точках привели бы при ММС к скачкообразным изменениям мгновенной частоты и соответственно к изломам в фазовых траекториях. Чтобы сгладить скачки модулирующей функции, ее пропускают через соответствующий фильтр нижних частот (ФНЧ). Такой метод сглаживания фазовых траекторий предусматривается, например, стандартами GSM-900, DCS-1800, DECT. Соответствующий способ модуляции при таком способе формирования радиосигнала принято называть *гауссовской модуляцией с минимальным сдвигом* (ГММС). Гауссовской эта модуляция именуется в связи с тем, что в качестве ФНЧ здесь используют фильтр с частотной характеристикой вида $\exp(-c f^2)$, который принято называть гауссовским.

Поскольку на выходе ФНЧ модулирующая функция уже не является двухуровневой, а принимает и промежуточные значения, то при манипуляции уже нельзя ограничиться формированием только двух частот, так что обычный модулятор ЧМ2 становится непригодным. Требуемый закон изменения частоты сигнала создают с помощью фазовой модуляции. Для этого вначале напряжение, отражающее требуемый закон изменения частоты, пропускают через идеальный интегратор, преобразовывая его таким образом в закон изменения фазы $\varphi(t)$, а его, в свою очередь, реализуют, суммируя квадратурные векторы с уровнями $\sin\varphi(t)$ и $\cos\varphi(t)$, соответственно. Структурная схема модулятора, построенного на этих принципах, представлена на рис. 2.11.

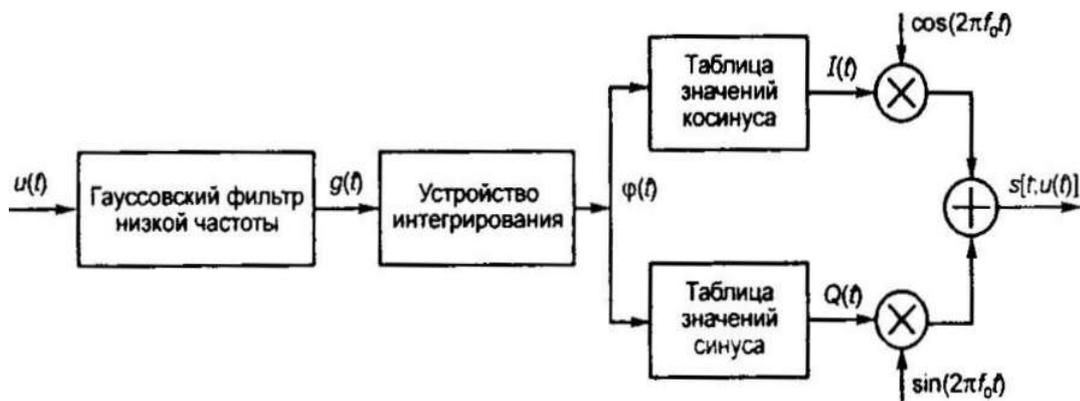


Рис. 2.11. Структурная схема модулятора ГММС

На вход модулятора подается преобразованный модулирующий сигнал

$$u(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i v(t - iT) \quad i = \dots, -1, 0, +1, \dots, \quad (2.16)$$

где $x_i \in \{-1, +1\}$ — информационный символ, передаваемый на интервале времени $iT_3 < t \leq (i+1)T_3$, с номером i , T_3 — длительность информационного символа, функция

$$v(t) \begin{cases} 1/T & \text{для } 0 < t < T_3 \\ 0 & \text{вне этого интервала} \end{cases} \quad (2.17)$$

определяет форму этого символа. Сигнал (2.16) подвергается предварительной низкочастотной фильтрации с помощью гауссовского фильтра низкой частоты, который должен иметь импульсный отклик следующей формы:

$$g(t) = B \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \exp\left\{-\frac{2\pi^2 B^2 (t - 1.5T_3)^2}{\ln 2}\right\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left\{-\frac{(t - 1.5T_3)^2}{2\sigma_n^2}\right\} \quad (2.18)$$

$$\sigma_n = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi B}$$

где B — ширина полосы пропускания этого фильтра на уровне 0,707 от максимального значения его амплитудно-частотной характеристики

$$G(f) = \exp\left\{-\left(\frac{f}{B}\right)^2 \frac{\ln 2}{2}\right\} \quad (2.19)$$

Из выражения (2.18) следует, что физически реализуемый фильтр не может иметь такой импульсный отклик, поскольку его значения при

отрицательном значении аргумента / отличны от нуля, т.е. отклик фильтра появляется на выходе фильтра раньше начала воздействия на входе. Тем не менее можно считать, что такой фильтр может быть реализован приближенно, т.е. импульсный отклик физически реализуемого фильтра достаточно хорошо можно аппроксимировать функцией $g(t)$ для $t > 0$.

При дальнейшем описании данного сигнала более удобно использовать нормированное время $\tau = t/T_g$, при котором из (2.18) получаем

$$g(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left\{-\frac{(\tau - 1.5)^2}{2\sigma_g^2}\right\} \quad \sigma_g = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi BT_g}, \quad -\infty < \tau < +\infty \quad (2.20)$$

Единственным параметром такого представления является произведение BT_g полосы пропускания фильтра на длительность прямоугольного импульса на его входе. Длительность информационного символа в стандарте GSM-900 принята $T_g = 3,69$ мкс и не может быть изменена. Значение полосы пропускания фильтра B может быть выбрано из разных соображений. Стандартом GSM-900 рекомендуется значение произведения $BT_g \sim 0,3$. Для стандарта DECT принято $BT_g = 0,5$. График функции (6.31) при $BT_g = 0,3$ изображен на рис. 2.12.

Отклик гауссовского фильтра на воздействие в виде одиночного прямоугольного импульса (2.17) вычисляется как свертка этих импульсов и отклика (2.18):

$$q(\tau) = \int_{-\infty}^{\tau} v(t)g(\tau - t)dt = \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erf}\left[\frac{\pi\sqrt{2}}{\sqrt{\ln 2}}(\tau - 1,0)BT_g\right] - \operatorname{erf}\left[\frac{\pi\sqrt{2}}{\sqrt{\ln 2}}(\tau - 2,0)BT_g\right] \right\}, \quad \tau \geq 0. \quad (2.21)$$

График отклика представлен на рис. 2.13. Важно здесь обратить внимание, что одиночный прямоугольный импульс на входе фильтра имеет длительность T_g , а отклик на выходе фильтра заметно отличен от нуля на интервале $3 T_g$. В результате соседние символы на выходе гауссовского фильтра существенно перекрываются, т.е. имеет место существенная межсимвольная интерференция, или искажения (МСИ).

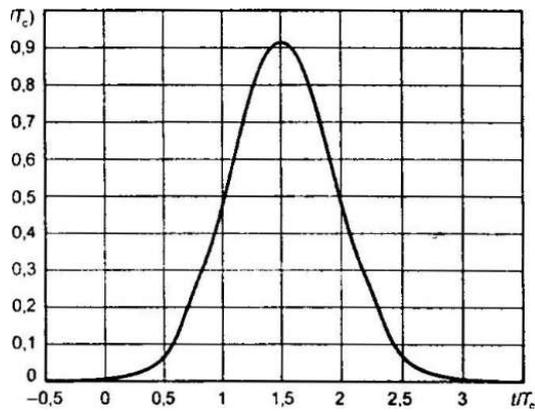


Рис. 6.15. Импульсный отклик гауссовского фильтра низкой частоты

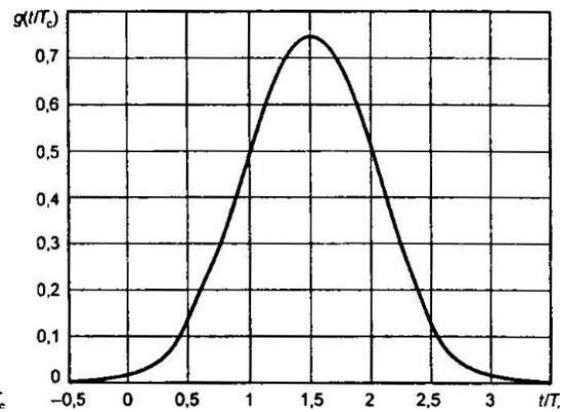


Рис. 6.16. Отклик гауссовского фильтра на одиночный прямоугольный импульс длительностью T_3 .

Теперь очевидно, что если модулирующий сигнал (2.16) подать на вход гауссовского фильтра низкой частоты, то сигнал на его выходе можно представить как сумму сверток (2.21):

$$p(\tau) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i q(\tau - i), \quad -\infty < \tau < +\infty \quad (2.22)$$

Следовательно, сигнал на выходе устройства интегрирования на бесконечном интервале времени можно записать в виде следующей суммы:

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^t p(\tau) d\tau = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i \int_{-\infty}^t q(\tau - i) d\tau = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i \Psi(t - \tau), \quad -\infty < t < +\infty \quad (2.23)$$

Здесь введено обозначение

$$\Psi(t) = \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau, \quad -\infty < t < +\infty \quad (2.24)$$

для интеграла от одиночного отклика гауссовского фильтра, который называют фазовой функцией. График последней для случая, когда функция $q(\tau)$ имеет вид, представленный на рис. 2.13, изображен на рис. 2.14.

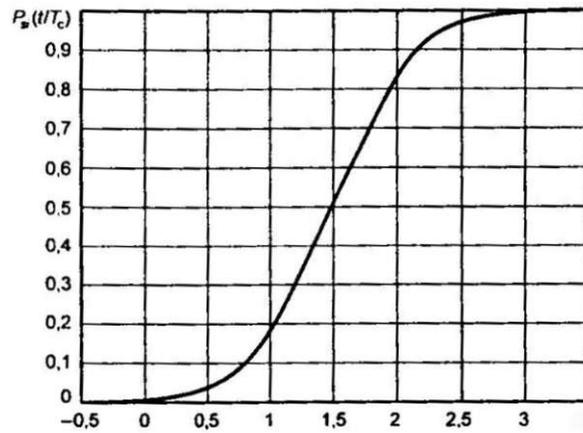


Рис. 2.14. Фазовая функция сигнала ГММС при $BT_c=0,3$

Значения фазовой функции изменяются только на интервале $0 < T_3 < 3,0$, длительность которого равна трем длительностям информационного символа. Вне этого интервала значения функции практически равны либо 0, либо 1.

В дальнейшем нам потребуется представление функции (2.23) на конечном интервале $k < t < k+1$, на котором передается информационный символ с номером k . В соответствии с (2.23) сначала можно записать выражение

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^1 p(\tau) d\tau = \sum_{i=-\infty}^k x_i \int_{-\infty}^1 q(\tau - i) d\tau = \sum_{i=-\infty}^k x_i \Psi(t - i), \quad k < t < k+1, \quad (2.25)$$

которое учитывает, что мы не рассматриваем символы со значениями индекса i , превышающими значение k . Однако это выражение можно представить в более простой форме, если учесть, что символы на прошлых интервалах оказывают разное влияние на значения функции $\varphi(t)$ на рассматриваемом интервале с номером k . Действительно, из рис. 2.14 следует, что все информационные символы со значениями индекса $i < k-3$ добавляют в выражение (2.25) только +1 или -1 в соответствии со значениями символов x_i . Вклад двух предшествующих символов можно представить слагаемым

$\sum_{i=k-2}^{k-1} x_i \Psi(t - i)$. Тогда вместо (2.25) можно записать

$$\varphi(t) = \sum_{i=-\infty}^{k-3} x_i + \sum_{i=k-2}^{k-1} x_i \Psi(t - i) + x_k \Psi(t - i), \quad k < t < k+1. \quad (2.26)$$

Значением первого слагаемого в правой части равенства здесь может оказаться любое целое число, положительное или отрицательное, включая нуль. Два последних слагаемых определяют изменение функции $\varphi(t)$ на интервале с номером k : последнее слагаемое — вклад текущего информационного символа на данном интервале, второе слагаемое — вклад двух предшествующих информационных символов в значения функции $\varphi(t)$ на текущем интервале.

Таким образом, сигнал на выходе устройства интегрирования обладает «памятью» — значения этого сигнала на интервале с номером k зависят от информационных символов на всех предшествующих интервалах.

Теперь возвращаемся к схеме модулятора (рис. 2.11), в соответствии с которой над сигналом $\varphi(t)$ одновременно выполняются следующие преобразования:

$$\cos\left[\frac{\pi}{2}\varphi(t)\right] = I(t), \quad \sin\left[\frac{\pi}{2}\varphi(t)\right] = Q(t) \quad (2.27)$$

В результате радиосигнал на выходе модулятора теперь принимает вид

$$s[t; u(t)] = \cos\left[\frac{\pi}{2}\varphi(t)\right] \cos(2\pi f_0 t) - \sin\left[\frac{\pi}{2}\varphi(t)\right] \sin(2\pi f_0 t) = \cos\left[2\pi f_0 t + \frac{\pi}{2}\varphi(t)\right]. \quad (2.28)$$

Здесь добавлен множитель $\pi/2$ для того, чтобы полное приращение фазы сигнала, обусловленное одним информационным символом, было равно $\pi/2$ (как это имеет место для ММС сигнала). Именно благодаря соответствующему свойству ММС сигнала рассматриваемый здесь сигнал также назван сигналом с минимальным сдвигом.

В согласии с (2.28) радиосигнал ГММС является сигналом с угловой (частотной или фазовой) модуляцией и имеет постоянное значение огибающей. Если рассматривать значения данного сигнала на всех интервалах вплоть до текущего интервала с номером k , то вся последовательность информационных символов $\{b_i, i = \dots, (k-1), k\}$ закодирована в значения функции $\varphi(t)$ на этих интервалах.

Формула (2.26) может быть использована для построения графиков фазовых траекторий сигнала ГММС при различных значениях произведения

BT_3 , которые можно устанавливать путем выбора соответствующего значения полосы пропускания B гауссовского фильтра при фиксированном значении длительности T_3 информационного символа. В частности, при $B \rightarrow \infty$ полоса фильтра неограниченно возрастает, так что в пределе можно считать, что фильтр отсутствует и сглаживания фазовых траекторий не происходит. В результате приходим к сигналу с непрерывными фазовыми траекториями, которые в согласии с (2.26) на интервале $k < t < k+1$ представляются выражением

$$\varphi_\infty(t) = \sum_{i=-\infty}^{k-1} x_i + x_k \Psi_\infty(t-k), \quad k < t \leq k+1 \quad (2.29)$$

где

$$\Psi_\infty(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } t > 1, \\ t, & \text{если } 0 < t < 1 \\ 0, & \text{если } t < 0. \end{cases} \quad (2.30)$$

Из (2.30) следует, что фазовая траектория в рассматриваемом случае является линейно ломанной: на каждом тактовом интервале фаза сигнала линейно изменяется ровно на $+90^\circ$ или -90° относительно фазы несущего колебания в зависимости от значения информационного символа, передаваемого на данном интервале. Поэтому фазовая решетка сигнала ГММС при ∞ совпадает с фазовой решеткой сигнала ММС, представленной на рис. 2.6. Одна фазовая траектория сигнала выделена на рис. 2.6. Соответствующая ей фазовая траектория сигнала ГММС при $BT_3 = 10$ и $BT_3 = 0,3$ изображены на рис. 2.15, *a* и *б* соответственно. Сравнивая фазовые траектории, можно сделать вывод об идентичности их зависимости от информационных символов; однако фазовая траектория при $BT_3 = 0,3$ является гладкой, что должно обеспечивать дополнительное уменьшение внеполосных излучений по сравнению с сигналом ММС.

Энергетический спектр сигнала ММС определяется соотношением (2.15). К сожалению, аналогичной явной формулы для спектральной плотности мощности сигнала ГММС не существует. Путем моделирования

получены лишь оценки этого спектра, представляемые графиками при различных значениях параметра BT_s . Примеры таких графиков приведены на рис. 2.16.

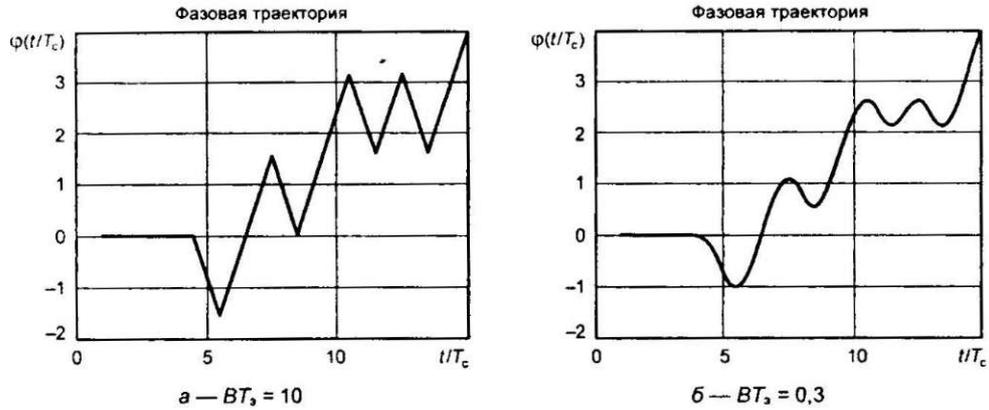


Рис. 2.15. Фазовые траектории сигнала ГММС

На рис. 2.16, а изображен спектр сигнала ГММС при $BT_s = 10,0$, который останется практически таким же при дальнейшем увеличении этого произведения. Поэтому график можно рассматривать как оценку спектра сигнала ММС, полученную путем имитационного моделирования; такую оценку можно сравнить с соответствующим графиком на рис. 2.10 построенным по аналитической формуле (2.15). Из рис. 2.16, б следует, что на уровне -40 дБ ширина спектра сигнала ГММС примерно в три раза уже, чем для сигнала ММС.

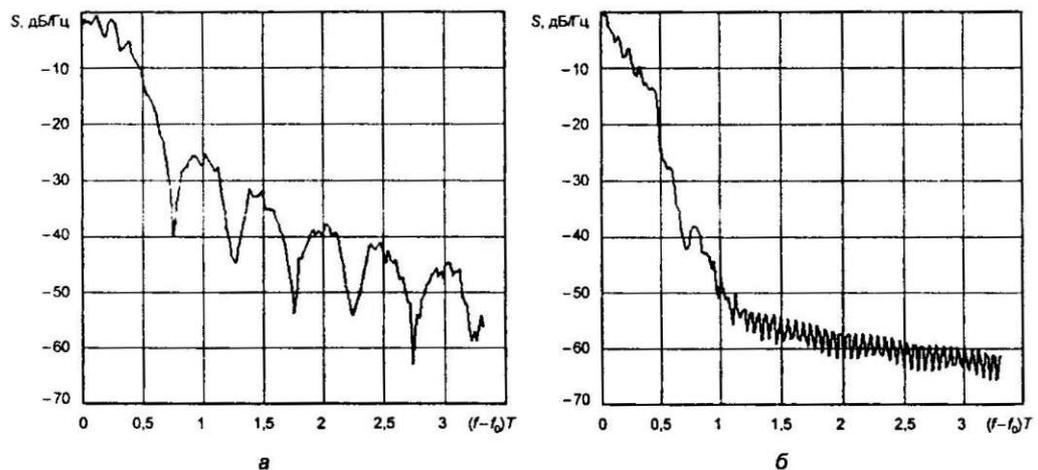


Рис. 2.16. Энергетический спектр сигнала ГММС

Таким образом, можно утверждать, что сглаживание фазовых траекторий сигналов с непрерывной фазой позволяет заметно повысить спектральную эффективность системы цифровой радиосвязи.

Вместе с тем приведенные данные указывают на возникновение значительных МСИ, вызванных использованием фильтрации закона изменения частоты при ГММС. Так, в соответствии с данными рис. 2.15 изменение фазы за время передачи данного символа существенно зависит от символов, передававшихся ранее. Это означает, что можно ожидать существенного снижения помехоустойчивости сигналов ГММС по сравнению с ММС. Чтобы соответствующие энергетические потери были бы менее значительными, необходимо использовать метод демодуляции, оптимизированный с учетом наличия МСИ. Поскольку МСИ приводит к взаимозависимости сигналов, передаваемых на соседних тактовых интервалах, такая оптимизация, сводится к необходимости укрупнения ансамбля ЭС. Типовым способом решения данной задачи без недопустимого усложнения оборудования является использование алгоритма Витерби при демодуляции. Последний широко реализуется в ряде случаев для борьбы с искажениями сигналов, вызванных многолучевым распространением в канале связи.

2.6. Подавление внеполосных излучений сигналов ФМ путем их фильтрации в передатчике

Использование фильтров, пропускающих основную полосу радиосигнала и подавляющих внеполосные составляющие его спектра, является наиболее очевидным путем решения интересующей нас задачи. Соответствующая фильтрация должна осуществляться на передающей стороне радиолинии.

Следует иметь в виду, что указанная процедура сопряжена с некоторыми важными особенностями.

Во-первых, указанная фильтрация практически всегда вызывает появление изменений амплитуды сигнала на выходе фильтра, так что в результате сигнал оказывается промодулированным не только по фазе, но и по амплитуде. Нетрудно убедиться, например, что если на вход полосового фильтра подать колебание его резонансной частоты со скачком фазы на 180° , то на выходе этот скачок сохранится, но в момент скачка амплитуда выходного сигнала будет равна нулю, так что, по крайней мере, первая производная выходного сигнала будет всегда существовать. Рассуждения, приводящие к такому выводу, иллюстрируются графически диаграммами рис. 2.17.

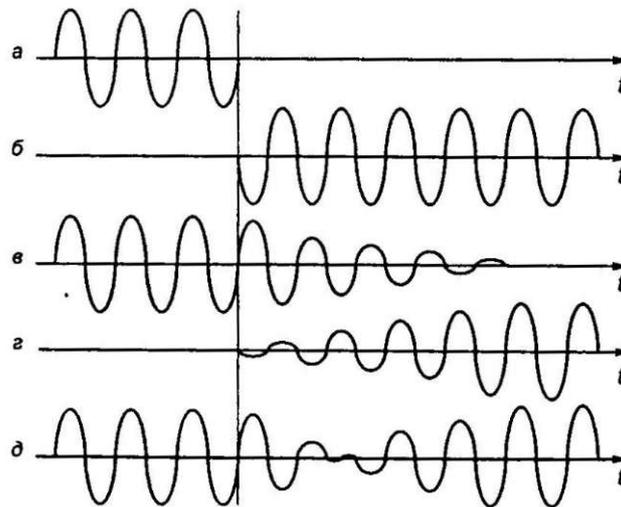


Рис. 2.17. К прохождению сигнала со скачком фазы через полосовой фильтр

Здесь входной сигнал фильтра со скачком фазы представлен как суперпозиция двух составляющих: «а» и «б»; отклики фильтра на каждую из них представлены на графиках «в» и «г» соответственно, а их сумма (выходной сигнал фильтра) — на графике «д». Когда отклик «в», спадая, станет равным по амплитуде нарастающему отклику «г», в выходном сигнале произойдет скачок фазы. Амплитуда выходного сигнала в этот момент времени будет равна нулю. Таким образом, на выходе фильтра амплитуда перестает быть постоянной и даже достигает в отдельные моменты времени нуля.

Именно нулевая амплитуда в момент скачка фазы выходного сигнала фильтра приводит к появлению в данной точке производной сигнала и, как следствие, определяет эффект снижения внеполосных излучений за счет фильтрации.

Если выходной сигнал фильтра пропустить через ограничитель амплитуды, устраняющий возникшую амплитудную модуляцию, сигнал вновь станет таким же, как до фильтрации, а следовательно, восстановятся и все внеполосные составляющие. Таким образом, необходимо следить за тем, чтобы в передающем тракте после фильтрации использовались только линейные преобразования. В частности, и усилитель мощности должен работать в квазилинейном режиме, что сопряжено с существенным снижением выходной мощности и КПД передатчика. В этом заключается существенный недостаток фильтрации, как метода подавления внеполосных составляющих спектра сигнала.

Во-вторых, фильтрация всегда приводит к появлению межсимвольной интерференции в сигнале. Речь идет о том, что «хвосты» откликов фильтра на элементарные посылки, предшествующие данной, накладываются на нее и мешают ее приему. В результате может существенно увеличиться требуемое значение h_6 , т.е. снизиться энергетическая эффективность манипуляции.

Эти недостатки фильтровых методов подавления внеполосных составляющих спектра приводят к тому, что они используются лишь в тех случаях, когда эффект сглаживания скачков фазы оказывается недостаточным для достижения требуемого значения u . Как отмечалось выше, ММС обеспечивает значение u порядка единицы. В настоящем разделе будет показано, что рациональная фильтрация позволяет ориентировочно повысить эту величину в два раза без снижения энергетической эффективности.

Если появление амплитудной модуляции характерно для фильтровых методов при использовании фильтров с любыми характеристиками, то рациональный выбор этих характеристик позволяет практически полностью устранить вредное влияние МСИ. Чтобы пояснить, как это происходит, рассмотрим бинарную фазовую манипуляцию, реализуемую в видеоспектре.

Пусть в качестве переносчика используется периодическая последовательность δ функций Дирака с периодом следования T (рис. 2.18, а). Положим, что данный переносчик подвергается двоичной фазовой манипуляции (помножается на соответствующий СТС с символами $a_k = \pm 1$, где k -номер символа: ($k = \dots -1, 0, 1, \dots$), в результате чего образуется последовательность, представленная на рис. 2.18, б.

Далее эта последовательность пропускается через идеальный ФНЧ (фильтр нижних частот с П-образной частотной и линейной фазовой характеристиками) с частотой среза $F_c = 0,5/T$. Фильтр относится к классу физически не реализуемых и практически может быть создан лишь фильтр, приближающийся к требуемому, причем, чем более точное приближение будет достигаться, тем большим окажется запаздывание отклика этого фильтра по отношению к воздействию. Исключая из рассмотрения несущественное для данного анализа запаздывание и принимая соответственно фазовый набег в ФНЧ равным нулю на всех частотах, найдем для импульсного отклика идеального ФНЧ:

$$H(t) = \frac{\sin(\pi t / T)}{\pi t / T}, \quad (2.31)$$

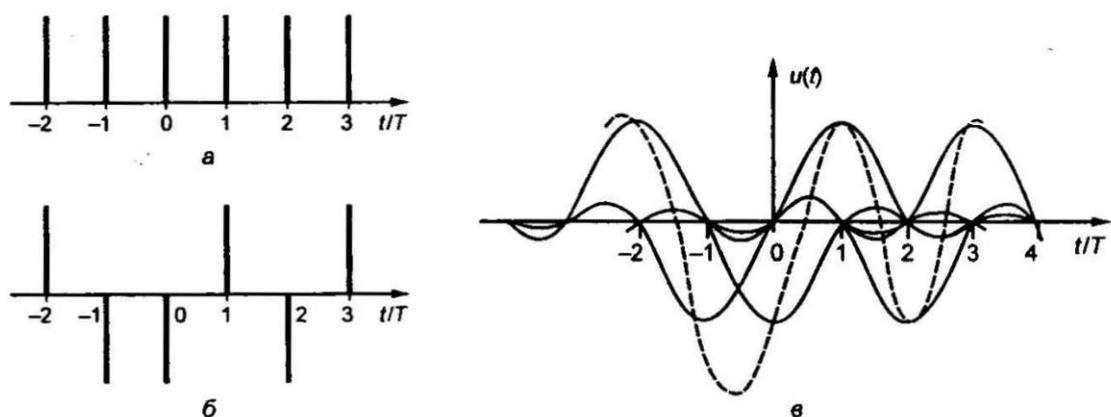


Рис. 2.18. Бинарная фазовая манипуляция в видеоспектре

Манипулированная последовательность на выходе ФНЧ примет вид

$$u(t) = \sum_k a_k H(t - kT) = \sum_k a_k \frac{\sin[\pi(t - kT/T)]}{\pi(t - kT)/T}. \quad (2.32)$$

Отдельные члены последнего выражения представлены на рис. 2.18, в сплошными линиями, а вся сумма — штриховой.

Из рис. 2.18 следует, что в тактовой точке $t=kT$, отличен от нуля только отклик фильтра на импульс a_k , отклики на остальные импульсы манипулированного переносчика равны нулю. Поэтому при стробировании выходного сигнала фильтра точно в тактовых точках можно полностью разделить отдельные посылки и исключить межсимвольную интерференцию. При этом полоса частот, занимаемых выходным сигналом, строго равна нулю для частот, превышающих $F_c=0,5/T$. Таким образом, внеполосные излучения оказываются полностью подавленными, что является прямым следствием использования при формировании сигнала на передающей стороне линии связи идеального ФНЧ. Использование такого фильтра, хотя и приводит к появлению протяженного импульсного отклика от каждой элементарной посылки, перекрывающего последующие посылки, но в тактовых точках все эти отклики равны нулю, так что межсимвольная интерференция отсутствует. В этом специальном смысле идеальный ФНЧ можно считать безинтерференционным фильтром.

Сформированный изложенным способом сигнал может применяться для передачи сообщений по каналу связи (рис. 2.19). До входа канала связи здесь представлена часть схемы формирующего сигнал $u(t)$ по описанному выше способу. В канале на данный сигнал накладывается белый гауссовский шум. Для подавления составляющих шума, частоты которых лежат вне спектра полезного сигнала, на приеме используется ФНЧ — полный аналог ФНЧ, установленного в тракте передачи. Сигнал с выхода ФНЧ поступает на схему стробирования, определяющую знак сигнала в каждой тактовой точке. Тем самым и завершается демодуляция принятого сигнала.

В блок-схеме на рис. 2.19 в тракт последовательно включены два фильтра — передачи и приема. Свойством безинтерференционности должен

обладать эквивалентный фильтр, представляющий собой последовательное включение фильтров приема и передачи;

обладают ли этим свойством каждый из указанных фильтров для наших целей несущественно. В рассмотренном варианте идеальных ФНЧ свойством безинтерференционности обладает как каждый фильтр в отдельности, так и их последовательное включение (подключение к идеальному ФНЧ последовательно любого числа таких же ФНЧ, образует тот же ФНЧ).

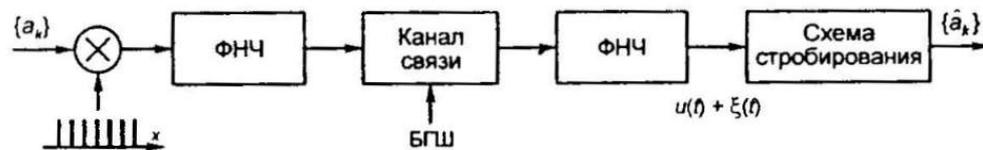


Рис. 2.19. Блок-схема рассматриваемого тракта передачи сообщений

Таким образом, в приведенной на рис. 2.19 линии связи на выходе стробирующего устройства присутствует полезный сигнал с уровнем -1 или $+1$ и шум с дисперсией $\sigma^2 = N_0 F_c = 0.5 N_0 / T$. Вероятность ошибки составляет соответственно

$$P_{ош} = \Phi(1/\sigma) = \Phi(\sqrt{2T/N_0}) = \Phi(\sqrt{2h_c}), \quad (2.33)$$

откуда следует, что помехоустойчивость описанного демодулятора совпадает с потенциальной помехоустойчивостью ФМ2 при когерентном приеме.

Что касается полосной эффективности описанной системы передачи, то для нее

$$\gamma_n = 2. \quad (2.34)$$

На основе описанного варианта модулированных видеосигналов легко сформировать и соответствующий радиосигнал. Так, сигнал ФМ2 может быть организован на несущую, а ФМ4 — формированием двух сигналов типа $u(t)$, а другой — нечетными символами сообщения и переноса этих видеосигналов на квадратурные несущие. Для получающихся радиосигналов (и ФМ2, и ФМ4) энергетическая эффективность определяется (2.33), т.е. совпадает с ФМ2, а

полосная — для ФМ4 совпадает с (2.34), а для ФМ2 в два раза меньше. (Полоса частот занимаемая ФМ4 составляет $F = 0,5/T$, а ФМ - $F = 1/T$.)

Приведенные данные позволяют утверждать, что использование подавления внеполосных излучений за счет идеальной фильтрации позволяет повысить полосную эффективность в два раза по сравнению с ММС без снижения энергетической эффективности.

На практике реализуется лишь некоторое приближение к идеальному ФНЧ. В качестве типового приближения часто используются так называемые ФНЧ с косинус квадрат округлением, частотная характеристика которых определяется соотношением

$$H(f) = \begin{cases} 1, & \text{при } |v| \leq 1-a, \\ \cos^2 \frac{\pi(v-1+a)}{4a}, & \text{при } 1-a < |v| < 1+a, \\ 0, & \text{вне этих интервалов,} \end{cases} \quad (2.35)$$

где $v = f/F_c$; F_c — частота среза.

Фильтры такого типа также относятся к физически не реализуемым, поскольку их частотная характеристика тождественно равна нулю в интервале частот. Поскольку в области среза спад характеристики происходит не скачком, как у идеальных ФНЧ, а плавно, приближение к ней осуществляется проще. Далее ФНЧ с АЧХ (2.35) являются без интерференционными в определенном выше смысле. Можно показать, что этим свойством обладают все ФНЧ, частотная характеристика которых в области среза нечетна относительно частоты среза

Следует иметь в виду, что поскольку характеристикой (2.35) должен обладать эквивалентный фильтр, образованный последовательным включением фильтров приема и передачи, то частотные характеристики последних должны иметь вид

$$H_1(f) = \sqrt{H(f)} \quad (2.36)$$

ГЛАВА 3. ЧАСТОТНОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОБЩЕГО ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА ДЛЯ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ

3.1. Нелинейные явления в многоканальных системах связи

До сих пор мы рассматривали вопросы разделения сигналов и, в частности, частотного разделения в предположении, что общий тракт, используемый всеми каналами, является линейным. Это полностью оправдано, когда таким общим трактом является «эфир», остающийся линейным для сигналов достаточно большой мощности. Однако в других случаях, например, при использовании ретрансляторов для организации многоканальной передачи, это условие может и не выполняться. Передатчик ретранслятора при возрастании мощностей транслируемых сигналов рано или поздно переходит в нелинейный режим. Более того, усиление ретранслятора должно выбираться таким, чтобы обеспечить максимальную мощность выходных сигналов. Это может быть достигнуто путем приближения работы передатчика ретранслятора к режиму насыщения, до тех пор, пока потери, возникающие из-за нелинейных эффектов, не превысят выигрыша от соответствующего увеличения мощностей излучаемых ретранслятором сигналов. Эти соображения указывают на необходимость изучения влияния таких нелинейных эффектов.

Основным источником нелинейности ретрансляторов являются выходные каскады усилителей мощности (УМ). Именно анализ их нелинейности и составляет содержание настоящего раздела.

Из множества возможных нелинейных явлений выделим те, которые проявляются в первую очередь при переходе из линейного режима работы УМ в нелинейный. К ним относятся:

- нелинейность амплитудной характеристики (АХ) усилителя;

- зависимость сдвига фаз усиленного радиосигнала от амплитуды сигнала.

Так, АХ усилителя радиосигналов измеряется при подаче на его вход гармонического

колебания и представляет собой зависимость амплитуды или мощности выходного сигнала УМ от того же параметра его входного колебания.

Понятие АХ применимо лишь к резонансным УМ, включающим в свой состав необходимые элементы фильтрации, так что при подаче на вход радиосигнала в некоторой полосе рабочих частот на выходе получаем искаженный радиосигнал в той же полосе. Таким образом, АХ определяет безынерционную нелинейность усилителя.

Идеальная АХ линейного усилителя представлена прямой 1 на рис. 3.1. Реальные характеристики отклоняются от идеальной: прежде всего, возникает загиб в области больших входных уровней (кривая 2), означающий переход к режиму насыщения. В качестве числовой характеристики отклонения используют уровень компрессии $q = P_0/P$ дБ. Говорят, например, что при выходной мощности УМ, равной P_t уровень компрессии составляет q дБ.

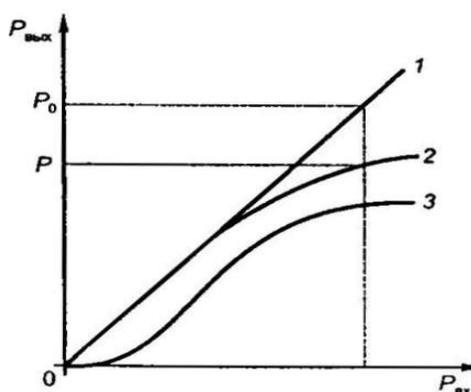


Рис. 3.1. Амплитудная характеристика усилителя

Уровень компрессии далеко не всегда в достаточной мере характеризует нелинейность АХ. Из многочисленных случаев, когда эта характеристика оказывается недостаточной, особенно существен часто встречающийся

вариант, когда АХ имеет выраженную нижнюю пятку (кривая 3). Такого рода характеристики типичны, например, для твердотельных усилителей, работающих в режимах между классами С и В. В связи с этим используют более сложные числовые характеристики нелинейности АХ, основанные на непосредственном измерении отрицательных эффектов, к которым такая нелинейность приводит.

Эти эффекты проявляются, когда одновременно усиливаются не один, а несколько гармонических колебаний различных частот. В выходном сигнале появляются так называемые комбинационные составляющие, частоты которых не были представлены во входном сигнале, а получаются как линейные комбинации частот входных гармонических колебаний. Остановимся на данном вопросе подробнее.

Пусть на вход УМ с нелинейной АХ подают сумму двух гармонических колебаний частот $f_1 = f_0 + F_1$ и $f_2 = f_0 + F_2$, где f_0 — средняя частота усиливаемой полосы рабочих частот, а величины F определяют сдвиг рассматриваемых составляющих, относительно данной частоты. Вычисляя огибающую суммы поданных составляющих, преобразуя ее в соответствии с АХ усилителя и вычисляя спектр его выходного сигнала, можно убедиться, что в общем случае наблюдается следующее:

- в выходном сигнале кроме гармонических составляющих частот f_1 и f_2 появляются также составляющие с частотами $f_k = f_0 + m_1 F_1 + m_2 F_2$, где m_j — любые целые числа положительные или отрицательные, причем $|m_1 + m_2| = 1$; эти составляющие и именуется комбинационными;
- комбинационные составляющие отбирают часть мощности выходного сигнала, вследствие чего уменьшается мощность полезного выходного сигнала;
- при усилении модулированных радиосигналов, возникающие комбинационные составляющие, в общем случае перекрываются по спектру с полезными колебаниями и тем самым создают помехи их приему;

- при прохождении через УМ отношение уровней усиливаемых полезных сигналов изменяется; причем часто это изменение может происходить в пользу более сильного сигнала; тогда это явление именуют *подавлением сильным сигналом слабого*.

В более общем случае, когда входной сигнал содержит более двух гармонических компонент, частоты возникающих комбинационных составляющих определяются суммой

$$f_k = \sum_j m_j f_j \text{ при условии, что } \sum_j m_j = 1 \quad (3.1)$$

Числовой характеристикой той или иной комбинационной составляющей является ее порядок, по определению равный $n_n = \sum_j |m_j|$ в соответствии с (3.1) порядок может быть только нечетным целым положительным числом не меньше 3. (Нечетность порядка следует из того факта, что для выполнения (3.1) необходимо, чтобы среди всех m_j было бы нечетное число нечетных чисел.) С ростом порядка уровень комбинационных компонент снижается, хотя это снижение может и не быть монотонным. Тем не менее максимальными бывают, как правило, комбинации третьего порядка.

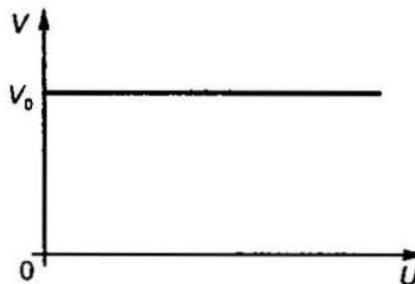


Рис. 3.2. Амплитудная характеристика УМ: U , V – огибающие входного и выходного сигналов

Имея в виду количественную оценку перечисленных выше отрицательных явлений, связанных с комбинационными искажениями, остановимся на некоторых типовых примерах.

Первый из них относится к случаю, когда число усиливаемых радиосигналов невелико, и УМ работает в режиме близком к насыщению. Приемлемой моделью для такого случая служит входной двухчастотный сигнал и АХ, соответствующая идеальному ограничителю амплитуд, представленная на рис. 3.2.

Поскольку УМ предполагается безынерционным, то он без искажений воспроизводит текущую фазу $Q(t)$ входного колебания. Поэтому, если входной сигнал представлен в виде $x(t)=U(t) \cos Q(t)$, то выходной сигнал УМ имеет вид

$$y(t) = V(t) \cos Q(t) = V_0 \cos Q(t). \quad (3.2).$$

Итак, пусть на вход УМ с АХ (рис. 3.2) воздействует сумма (биения) двух гармонических колебаний с амплитудами U_1 и U_2 и частотами f_1 и f_2 . Рассмотрим вначале случай, когда отношение амплитуд $q = U_2/U_1$ достаточно мало. Тогда, как это следует из теории биений, суммарный сигнал представляет собой амплитудно и частотно модулированное по синусоидальному закону колебание с мгновенной частотой

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} Q(t) = f_1 + q(f_2 - f_1) \cos[2\pi(f_2 - f_1)t] \quad (3.3)$$

В данном случае УМ устраняет изменения амплитуды, так что его выходной сигнал представляет собой колебание постоянной амплитуды K_0 , модулированное по частоте синусоидальным напряжением частоты $f_2 - f_1$ малым индексом модуляции q . Спектр такого колебания состоит (с точностью до величин второго порядка малости) из несущей частоты f_1 , с амплитудой V_0 и двух боковых с амплитудой каждой $V_0 = 0,5qV_0$ и частотами, для верхней боковой — $f_1 + (f_2 - f_1) = f_2$ и нижней — $f_1 - (f_2 - f_1) = f_0 + 2f_1 - f_2 = f_k$. Несущая представляет собой усиленное первое колебание, верхняя боковая — усиленное второе, а нижняя боковая — комбинационную составляющую третьего порядка. Частота последней зеркальна относительно f_1 частоте f_2 . Приведенные данные по уровням составляющих спектра показывают, что в усилителе, работающем в режиме насыщения (идеального ограничителя

амплитуд), наблюдается подавление слабого сигнала сильным. Отношение амплитуд данных сигналов на выходе усилителя в два раза отличается от их отношения на его входе. Таким образом, коэффициент подавления составляет 6 дБ. Кроме того, в усилителе возникает комбинационная составляющая третьего порядка, уровень которой равен выходному уровню слабого сигнала.

Описанные явления полностью сохраняются, если вместо двух гармонических колебаний на вход усилителя подать два модулированных сигнала с существенно отличными уровнями или один сигнал большого уровня и несколько слабых сигналов, таких, что их суммарный уровень значительно меньше большого сигнала. В последнем случае сумма всех слабых сигналов может рассматриваться как один сложный слабый сигнал.

Если в общем случае и сильный, и слабый сигналы имеют амплитудную модуляцию, то q изменяется во времени по закону, учитывающему составляющие данной модуляции обоих сигналов. При этом (3.3) остается справедливым, если только в любой момент времени q достаточно мало. Это означает, что в дополнение к отмеченным явлениям подавления слабого сигнала и возникновения комбинационной составляющей происходит еще и следующее: амплитудная модуляция сильного сигнала устраняется, и она переходит на слабый сигнал с инвертированием закона модуляции.

Рассмотрим ситуацию, когда входной сигнал состоит из большого числа независимых радиосигналов различных каналов. Тогда распределение вероятностей $x(t)$ можно считать нормальным, так что огибающая $U(t)$ распределена по закону Релея:

$$p(U) = \frac{U}{P_{ex}} \exp(-U/2P_{ex}), \quad (3.4)$$

где P_{ex} — мощность входного сигнала.

Пусть АХ имеет вид $V=L(U)$, где L — функция, описывающая эту характеристику. Сигнал y состоит из усиленного в k раз сигнала x и комбинационных искажений, сумму которых обозначим как z .

$$y(t) = kx(t) + z(t) \quad (3.5)$$

Случайные процессы x и z некоррелированы (в противном случае из z можно было бы еще выделить составляющие усиливаемого сигнала). Величина k зависит от уровня входного сигнала и вида АХ и может быть определена из следующих соотношений. Коэффициент корреляции x и y по определению этих величин составляет

$$r = \overline{x(t)y(t)} = \overline{V(t)U(t) \cos^2 Q(t)} = \frac{1}{2} \overline{U(t)L(U(t))} \quad (3.6)$$

причем здесь и ниже усреднение должно производиться по распределению (3.4). Таким образом, вычисляется величина r . В соответствии с (3.5) имеем $\overline{x(t)y(t)} = r = \overline{kx^2(t) + x(t)z(t)} = kP_{bx}$, так что коэффициент усиления определяется соотношением

$$k = r/P_{bx} \quad (3.7)$$

Теперь может быть вычислена мощность полезного сигнала на выходе:

$$P_{вых} = \overline{L^2} / P_{вх} \quad (3.8)$$

Выразим мощность всего выходного сигнала через P_{Σ} :

$$P_{\Sigma} = \overline{V^2(t) \cos^2 Q(t)} = \frac{1}{2} \overline{D^2(U(t))} \quad (3.9)$$

Обозначая мощность комбинационных помех на выходе через $P_{КП}$, найдем

$$P_{КП} = P_{\Sigma} - P_{вых} \quad (3.10)$$

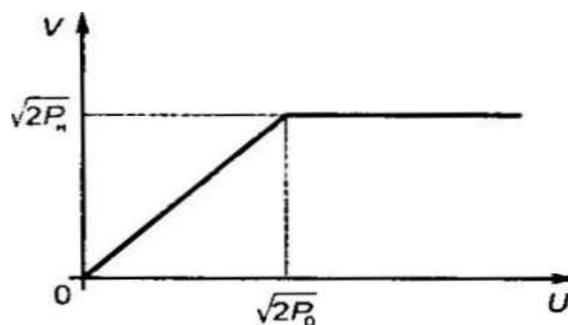


Рис. 3.3. Идеализированная АХ усилителя: P_0 — входная мощность, соответствующая режиму насыщения; P_n — выходная мощность в режиме насыщения

Уровень комбинационных помех оценивается по отношению к общей выходной ВЧ-мощности усилителя. Соответствующий коэффициент составляет

$$\beta^2 = \frac{P_{кп}}{P_{\Sigma}} = 1 - \frac{P_{вых}}{P_{\Sigma}} \quad (3.11)$$

Если не аналитически, то по крайней мере численно соответствующие расчеты могут быть всегда выполнены. В качестве примера рассмотрим случай, когда АХ может быть аппроксимирована идеализированной зависимостью, представленной на рис. 3.3.

После вычислений по приведенным выше формулам, найдем

$$\frac{r}{\sqrt{P_n}} \frac{1 - \exp(-\alpha^2)}{\alpha} + \sqrt{\pi} \Phi(\sqrt{2}\alpha) \quad (3.12)$$

$$w_y^2 = \frac{P_{\Sigma}}{P_n} = \frac{1 - \exp(-\alpha^2)}{\alpha^2} \quad (3.13)$$

где $\alpha^2 = P_o/P_{вх}$ — относительный уровень возбуждения усилителя; $\Phi(x)$ — функция ошибок. Результаты вычислений по этим формулам представлены в табл. 3.1.

Таблица 3.1. Уровни сигнала и комбинационных помех на выходе усилителя

α	0	0,35	0,53	0,7	1,06	1,41	2,12	$\rightarrow \infty$
w_y	1	0,96	0,86	0,8	0,6	0,42	0,22	$1/\alpha^2$
w_x	0,76	0,8	0,72	0,72	0,56	0,4	0,22	$1/\alpha^2$
$\beta, \text{дБ}$	-6,8	-7,45	-7,96	-10	-11,55	-14,56	-25,6	$10 \lg[(\exp - \alpha^2)/\alpha^2]$

Здесь представлены простые асимптотические формулы, которые относятся к случаям работы усилителя в квазилинейном режиме.

Интересно сопоставить данные табл.3.1 с известными практическими результатами. АХ в некоторой степени, подобные представленной на рис. 3.3,

имеют усилители на ЛБВ. Обычно в таких усилителях, для достижения значения $\beta = -20$ дБ приходится снижать выходную ВЧ-мощность примерно на 6 дБ ($w_y = 0,25$), что достаточно хорошо соответствует данным таблицы.

3.2. Амплитудно-фазовые конвенция в многоканальных системах связи

Оценим комбинационные искажения, возникающие вследствие другого нелинейного эффекта — зависимости сдвига фазы в усилителе от амплитуды усиливаемого радиосигнала. Соответствующая зависимость описывается амплитудно-фазовой характеристикой (АФХ). Для примера на рис. 3.4 представлены типовые АФХ для усилителей на ЛБВ (штриховая линия) и твердотельных СВЧ-усилителей (сплошная). По оси абсцисс отложен уровень входного сигнала УМ в дБ относительно уровня, переводящего усилитель в режим насыщения; для твердотельного усилителя насыщением считается точка на АХ этого усилителя, соответствующая уровню компрессии 2 дБ. Отложенный на этих рисунках сдвиг фазы $\Delta\varphi$ на самом деле полностью не определен. Дело в том, что в СВЧ-усилителях полный сдвиг фазы может во много раз превосходить 2π , так что измерение этой величины отнюдь не является тривиальным. Зато изменение сдвигов фазы в усилителе от тех или иных причин часто оказывается гораздо меньше 2π , так что их измерение оказывается более простым. Это в полной мере относится и к зависимости сдвига фазы от уровня входного сигнала. На рис. 3.4 представлено изменение сдвига фазы, причем за нуль принят сдвиг фазы при уровне сигнала минус 20 дБ.

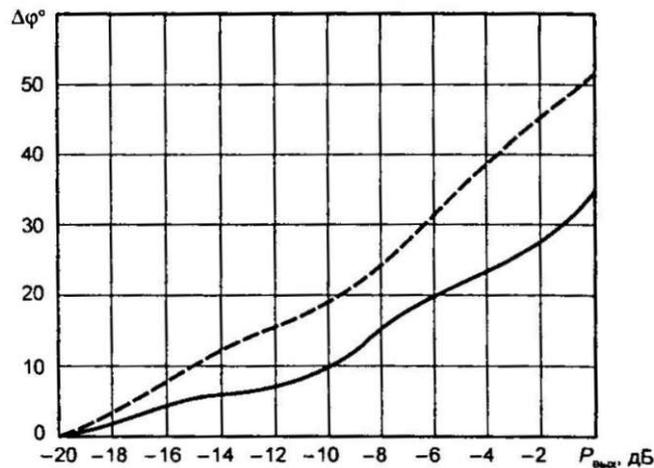


Рис. 3.4. Типовые АФХ усилителей мощности

Чем больше крутизна АФХ, тем в большей степени проявляется рассматриваемый нелинейный эффект. Поэтому в качестве его простой числовой характеристики часто рассматривается максимальное значение модуля крутизны, называемое коэффициентом амплитудно-фазового перехода $\alpha_{\text{АФФ}}$, °/дБ.

Встречающиеся на практике значения $\Delta\varphi^\circ$ оказываются небольшими по сравнению с 90° . С учетом данного обстоятельства для выходного сигнала усилителя можно записать в первом приближении:

$$z(t) = V(t) \cos[Q(t) + \Delta\varphi(t)] = V(t) \cos Q(t) + V(t) \frac{\Delta\varphi}{57,3} \sin Q(t), \quad (3.14)$$

$\Delta\varphi$ измеряется в градусах.

Мощность комбинационных искажений может быть определена из (3.14), если задаться амплитудой входного сигнала $U(t)$ коэффициентом усиления усилителя $\kappa = V/U$ и АФХ, т.е. зависимостью $\Delta\varphi$ от U : В качестве примера выполним соответствующий расчет для случая, когда на вход усилителя воздействует групповой многоканальный сигнал с частотным делением, который может быть аппроксимирован нормальным шумовым случайным процессом. Что касается вида АФХ, то в соответствии с данными рис. 3.4 она в системе координат «уровень входного сигнала в дБ - фазовый сдвиг в градусах» может быть грубо аппроксимирована прямой. Именно:

$$\Delta\varphi = 20\alpha_{\text{АФФ}} \lg(U/U_0) \quad (3.15)$$

Здесь коэффициент 20 обеспечивает перевод уровня входного сигнала в дБ, а U_0 определяет постоянный сдвиг АФХ вдоль оси абсцисс. Как уже отмечалось выше, последний не влияет на комбинационные искажения и может быть выбран произвольно исходя из удобства расчета. Выберем U_0 таким образом, чтобы второй член выражения (3.14) не содержал полезного сигнала, а включал только продукты нелинейных искажений. Для этого U_0 следует выбрать из условия некоррелированности огибающих первого и второго членов (3.14), что эквивалентно требованию $\overline{(U) \left(U_2 \lg \frac{U}{U_0} \right)} = 0$

Используя распределение (3.4) и табличные интегралы, найдем, что из этого условия следует $U_0 = 1.53\sqrt{P_{\text{вх}}}$. При таком выборе суммарная мощность комбинационных искажений $P_{\text{вых}}$ определяется мощностью составляющей, отображаемой вторым членом выражения (3.14), а полезного выходного сигнала $P_{\text{вых}}$ — первого его члена. С применением того же распределения и табличных интегралов найдем

$$\frac{P_{\text{КП}}}{P_{\text{вых}}} [\delta\sigma] = 20 \lg \alpha_{\text{АФП}} - 20.5 \quad (3.16)$$

В последнем соотношении следует в качестве $\alpha_{\text{АФП}}$ подставлять среднее значение крутизны АФХ на интервале изменений огибающей входного группового сигнала. Для случая шумового воздействия основной вклад в комбинационные искажения дают изменение уровня входного сигнала от $0,25 P_{\text{вх}}$ до $4P_{\text{вх}}$, т.е. в диапазоне 12 дБ. Если воспользоваться рис. 3.4, то можно убедиться, что среднее значение $\alpha_{\text{АФП}}$ в таком диапазоне составляет: для УМ на ЛБВ (2-3) °/дБ, а для твердотельных УМ (1,5-2) °/дБ, причем большие значения соответствуют выбору рабочей точки ближе к режиму насыщения, т.е. лучшему использованию мощности усилителя. С учетом этих данных на основании выражения (3.16) можно сделать вывод о том, что комбинационные составляющие, вызванные зависимостью фазового набега в усилителе от

амплитуды, имеют тот же порядок, что и искажения, вызванные нелинейностью АХ.

Влияние возникающих из-за нелинейных явлений в УМ комбинационных составляющих на трансляцию группового многоканального сигнала сводится к двум эффектам:

- отбору части выходной ВЧ мощности на комбинационные составляющие за счет соответствующего уменьшения мощности полезного сигнала;
- уменьшению отношения полезный сигнал/помехи в связи с добавлением к шумам еще и комбинационных помех.

Выше ограничивались определением суммарной мощности всех комбинационных составляющих. Данных достаточно, чтобы охарактеризовать количественно первый из указанных эффектов, но не достаточно для оценки второго. В последнем случае необходимо знать еще энергетический спектр комбинационных составляющих. Грубо он может быть определен на основании следующих рассуждений. Как уже отмечалось, наибольшие уровни имеют комбинации третьего порядка, частоты которых образуются по закону

$$f = f_i + f_j - f_k \quad (3.17)$$

где i, j, k — номера некоторых частотных составляющих из спектра группового сигнала (ГС). Здесь в качестве f_i и f_j может выступать одна и та же частота. Легко понять, что полоса частот, занятых комбинациями третьего порядка, в три раза превосходит полосу ГС Δf (рис. 3.5, штриховой линией обозначен энергетический спектр ГС). Число возможных различных наборов частот, дающих комбинацию данной частоты, тем больше, чем ближе f^* к центру полосы ГС. Для f^* , отстоящих от этого центра на $1,5 \Delta f$, имеется всего один набор дающих такую комбинацию частот. Соответственно энергетический спектр комбинационных составляющих и приобретает форму, показанную сплошной кривой на рис. 3.5. Соответственно, энергетическая спектральная

плотность комбинационных помех имеет максимум в центре полосы ГС, составляющий ориентировочно

$$S_m = \frac{2P_{КП}}{3\Delta f} \quad (3.18)$$

и спадающий в два раза к краю этой полосы.

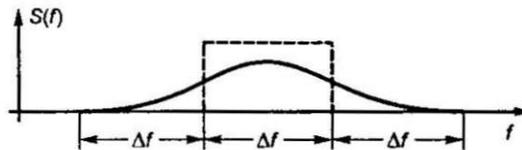


Рис. 3.5. Вид энергетического спектра комбинационных искажений

Следует иметь в виду, что приведенные данные характеризуют спектр нелинейных искажений лишь в среднем. Если в спектре ГС имеются гармонические составляющие (чаще ими оказываются несущие частоты некоторых сигналов), то и в спектре комбинаций появляются гармонические составляющие. Это приводит к тому, что отдельные, весьма узкие участки спектра оказываются пораженными помехами в значительно большей степени, чем в среднем. Поэтому здесь должны использоваться специальные способы устранения гармонических составляющих в спектре сигналов. К ним относятся соответствующие способы манипуляции и преобразования манипулирующего сообщения.

ГЛАВА 4. СИСТЕМЫ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ

4.1. Общие сведения о системах с временным разделением канала

Способы организации временного разделения можно классифицировать, прежде всего, в зависимости оттого, какой именно ресурс распределяется между отдельными каналами. В качестве такого ресурса может выступать либо общий видео, либо общий радиоканал. В первом случае будем говорить о временном видео делении (видео уплотнении), а во втором — о временном радио делении (радио уплотнении)

Полагаем, что передаче подлежит t сообщений, представляющих собой двоичные цифровые сигналы с тактовыми частотами F_j ($j=1, 2, \dots, m$). При видео уплотнении все сообщения поступают на вход одной радиостанции и должны быть ею переданы совместно. На передающем конце радиолинии они объединяются по времени в единый групповой цифровой видеосигнал, который модулирует общую несущую и перелается по радиолинии. На приемной стороне после демодуляции и выделения группового сигнала осуществляется его разделение на отдельные сообщения.

В отличие от данного варианта при радио уплотнении отдельные сообщения передаются различными радиостанциями. На каждой станции подлежащее передаче сообщение пакетируется, т.е. преобразуется в последовательность блоков (пакетов) символов, разделенных паузами. Пакеты следуют периодически и каждый символ сообщения включается в некоторый пакет и при том только один раз. Далее пакетированное сообщение манипулирует несущую, причем в паузах (между пакетами) сигнал данной радиостанцией не передается. В результате формируется пакетный радиосигнал, который и излучается в эфир.

Другие станции тем же способом на базе своих сообщений формируют собственные радиосигналы на той же (по номиналу) несущей частоте. Передача этих сигналов должна осуществляться таким образом, чтобы в месте

приема пакеты различных станций не перекрывались во времени. Если прием в данной системе осуществляется в нескольких точках, то это требование должно выполняться для любой из них. При радио уплотнении реализация отмеченного требования обеспечивается соответствующей системой синхронизации (системой синхронизации пакетов — ССП).

Технические решения, используемые при временном видео- и радио уплотнении, имеют много общего. Для определенности ниже изложим их применительно к видео уплотнению, после чего отметим некоторые особенности, относящиеся к радио уплотнению.

Начнем с классификации подлежащих уплотнению сообщений. Назовем их *синхронными* в случаях, когда тактовые частоты всех сообщений строго кратны некоторой частоте F . В противном случае ансамбль сообщений будем именовать *асинхронным*. Соответственно, временное уплотнение, требующее, чтобы сообщения были синхронными, называют синхронным, а допускающее их возможную асинхронность — асинхронным.

Общая идея асинхронного уплотнения сводится к тому, что полные сведения о каждом из объединяемых сообщений передаются с помощью вспомогательных двоичных последовательностей — переносчиков, причем тактовые частоты последних отличаются от тактовых частот сообщений и формируются так, чтобы переносчики образовывали синхронный ансамбль. Сигналы этого ансамбля, после их синхронного объединения образуют ГС. Если, как мы всегда будем полагать, ГС является двоичным, то его тактовая частота не может быть меньше суммы тактовых частот сообщений.

Процедура преобразования сообщения в последовательности — переносчики (в общем случае для трансляции одного сообщения может использоваться несколько таких переносчиков), представляет собой специфическое кодирование, называемое *асинхронным вводом*. Обратная процедура, выполняемая при разделении, называется *асинхронным выводом*. Сообщения подаются на индивидуальные клеммы, и коммутатор поочередно и периодически с частотой F подключает каждую из них к групповой клемме. Не

занятая сообщениями $(m+1)$ -я индивидуальная клемма используется для передачи маркерной последовательности, обозначающей начало очередного цикла опросов уплотняемых сообщений. Маркерная последовательность, будучи заранее известной, позволяет при разделении идентифицировать каналы по их номерам.

Последовательность, образующаяся в результате описанной процедуры на групповой клемме, и есть ГС. Его тактовая частота составляет $F_r = (m+1)F$. Если принять, что групповая клемма подключена к каналу связи, то можно сказать, что этот канал предоставляется для трансляции каждого из сообщений на короткие временные интервалы длительностью $\tau = 1/F_r$ ровно F раз в секунду, так что при передаче за время t одного двоичного символа, все символы сообщения могут быть переданы по одному разу.

4.2. Синхронизация в системах связи с временным разделением каналов

Описанный вариант синхронного уплотнения является простейшим. В более общем случае тактовые частоты сообщений (включая маркерную последовательность) не равны, но синхронны, т.е. представимы в виде $F_j = b_j F$, где b_j — целые числа. При этом уплотнение может осуществляться коммутатором, аналогичным описанному, работающим с периодом (циклом) $T = 1/F$ и предоставляющим за цикл канал связи j -му сообщению ровно b_j раз.

Тактовая частота ГС составляет здесь $F_r = \sum_j F_j$.

Что произойдет, если на некоторый вход (например, i -й) описанного коммутатора подать несинхронное сообщение с тактовой частотой F_i^* , несколько отличной от синхронного значения F_i . В этом случае число предоставлений для данного сообщения канала связи будет отличаться от числа символов в нем за то же время, так что либо некоторые символы будут пропущены (при $F_i^* - F_i > 0$), либо будут переданы лишние символы (при $F_i^* - F_i < 0$). Соответствующие искажения при передаче цифровых сообщений

именуют *вставками*, отрицательными в первом случае и положительными во втором. Вставки представляют собой весьма опасные искажения, поскольку каждая вставка приводит к срыву нормального приема целой группы следующих за ней символов. Дело в том, что, как правило, символы сообщения разбиваются на отдельные комбинации («слова») и тот или иной смысл приписывается не каждому отдельному символу, а целой комбинации. Примером могут служить байты для передачи цифробуквенного текста в компьютерной технике. Каждая вставка приводит к возникновению ошибки в определении на приемной стороне границ «слов» и, следовательно, фактически к полному нарушению приема сообщения до тех пор, пока тем или иным способом правильное положение границ не будет восстановлено.

По этой причине в радиолиниях задают весьма жесткие требования по вероятности появления вставок: допустимый временной интервал между последовательно возникающими вставками измеряется часами, а на магистральных линиях — сутками. В связи с этим и приходится использовать асинхронные методы временного уплотнения, исключая появление вставок.

В качестве маркерного сигнала в системах с временным делением можно использовать любую синхронную последовательность с частотой F . Требуется лишь, чтобы ее вид был заранее известен на приемном конце линии связи. Однако используют периодическую маркерную последовательность, представляющую собой повторение с периодом T некоторой синхрогруппы элементарных символов. Соответственно отрезок группового сигнала между двумя такими синхрогруппами (включающий и саму синхрогруппу) называют *циклом*. Последний включает $N_u = TF_r$ двоичных символов, содержащих информацию о сообщениях и синхрогруппе. Принадлежность каждого двоичного символа цикла тому или иному сообщению (каналу) или синхрогруппе определяет структуру цикла.

Зная вид синхрогруппы, можно обнаружить ее в принятом групповом сигнале. Эту задачу решает система цикловой синхронизации (СЦС),

входящая в аппаратуру временного разделения. По известной структуре цикла можно выделить символы цикла, относящиеся к любому требуемому сообщению (каналу).

4.3. Цикловая синхронизация и скремблирование

Задача СЦС в соответствии с вышеизложенным заключается в определении временных положений синхрогрупп в групповом сигнале. Препятствуют этому как ошибочная демодуляция отдельных символов на приеме, вызванная неизбежными мешающими воздействиями, так и ложный набор синхрогруппы символами транслируемых сообщений.

Первый из указанных механизмов очевиден: сбой некоторых символов, входящих в синхрогруппу, делает невозможным ее опознание. Суть второго механизма требует определенных пояснений. Поскольку синхрогруппы содержат только служебную информацию, их процент в общем групповом потоке должен быть по возможности минимальным. В связи с этим используют короткие синхрогруппы, состоящие всего из нескольких или одного двоичного символа. Такие короткие комбинации могут с достаточно высокой вероятностью встречаться в информационной части цикла, даже когда уплотняемые сообщения являются чисто случайными. Основой разделения истинных и ложных синхрогрупп становится проверка периодичности их повторения: если истинные синхрогруппы повторяются в каждом цикле на одних и тех же позициях, то ложные, как правило, этим свойством не обладают.

Дело усложняется, когда сообщение носит не случайный характер, а содержит длительные отрезки с регулярной и, в частности, периодической структурой. Это может иметь место, например, при отсутствии информации, когда непрерывно передается единица или ноль, при многократной передаче сигналов вызова и т.п. В таких ситуациях и ложные синхрогруппы могут следовать периодически, так что нормальная работа СЦС станет невозможной.

В связи с этим в системах с временным делением на передающей стороне радиолинии групповой сигнал подвергается специальному безызбыточному кодированию, направленному на разрушение регулярных связей в последовательности символов. Такое преобразование именуется *скремблированием*. Отметим, что в современных радиолиниях скремблирование используется почти всегда, независимо от методов уплотнения. Оно оказывается полезным по ряду причин и, в частности, разрушает регулярные структуры, которые могут появиться в групповом сигнале, приводит к нормализации числа знакоперемен в нем (изменений его параметров в тактовых точках), даже если символы транслируемого сообщения в этих точках не изменяются. Последнее необходимо для нормальной работы систем тактовой синхронизации приемников (СТС), т.е. устройств, определяющих временное положение тактовых точек принимаемого сигнала.

Наиболее эффективный вариант скремблирования связан с формированием специальной цифровой псевдослучайной последовательности (ПСП), аналогичной тем, которые используются при формировании ФМ ШПС. Для скремблирования формируют ПСП, совпадающую по такту с ГС и с периодом составляющим в простейшем случае один, а в более общем варианте — несколько циклов данного сигнала. Сформированная таким способом ПСП складывается по $\text{mod } 2$ с информационными символами ГС (символы, входящие в синхрогруппы, преобразованию не подвергаются). Образующийся в результате сигнал, именуемый скремблированным, передается по каналу связи.

На приемной стороне осуществляется обратное преобразование — дескремблирование. После того как с помощью СЦС будут обнаружены временные положения синхрогрупп принятого группового сигнала, в приемнике формируется та же ПСП, что и на передаче, и с ее помощью вновь осуществляется скремблирование принятого сигнала. При правильной фазировке ПСП повторное скремблирование означает дескремблирование,

поскольку двукратное добавление по $\text{mod } 2$ одной и той же последовательности эквивалентно добавлению ко всем символам группового сигнала нуля, т.е. его неискаженному воспроизведению.

В ситуации, когда период ПСП совпадает с циклом, правильная фазировка ПСП обеспечивается работой СЦС. В более общем случае требуется еще определить, на каком именно цикле начинается период ПСП. Эта задача может трактоваться иным образом, пусть в ГС вводится еще и сверхцикл, объединяющий некоторое фиксированное число следующих подряд циклов. Причинами организации сверхциклов могут быть не только скремблирование, но и организация асинхронного ввода, объединение сигналов с резко различающимися тактовыми частотами и т.п. При этом возникает задача осуществления не только цикловой, но и сверхцикловой синхронизации, которую также решает СЦС. Возможность такого решения обеспечивается введением на передающем конце измененных синхрогрупп, отмечающих начало сверхцикла. Например, если «рядовые» циклы отмечаются некоторой синхрогруппой, то первый цикл сверхцикла отмечается ее инверсией.

Важным свойством описанного способа скремблирования является то, что он не размножает ошибки, возникающие в канале связи: если в приемнике некоторый символ ГС был демодулирован ошибочно, то после дескремблирования этот символ и только он будет восстановлен неверно. С другой стороны, из-за необходимости синхронизации по периоду ПСП предлагаемый метод скремблирования сравнительно сложный. При временном разделении это обстоятельство не проявляется, поскольку соответствующая система синхронизации объединяется с СЦС. В общем же случае, когда она должна специально создаваться для обеспечения скремблирования, усложнение может представляться чрезмерным. Тогда используются другие варианты скремблирования, хотя и приводящие к размножению ошибок, но не требующие дополнительной цикловой синхронизации.

Такие системы скремблирования основаны на использовании цифровых преобразователей (ЦП), представляющих собой регистр сдвига с несколькими отводами (рис. 4.1), причем в некоторых отводах устанавливаются инверторы («минус» в кружке). Последовательности, поступающие с отводов, суммируются по mod 2. Выход сумматора служит выходом преобразователя. Ясно, что если в ЦП используется регистр достаточно большой длины и с достаточно большим числом отводов, то соответствующее преобразование разрушает регулярные связи между символами последовательности, приближая ее к случайному телеграфному сигналу.

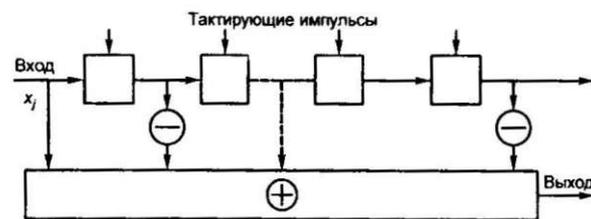


Рис. 4.1. Цифровой преобразователь (фильтр)

Скремблер, использующий в кольце обратной связи ЦП, строится по структурной схеме, представленной на рис. 4.2, а.

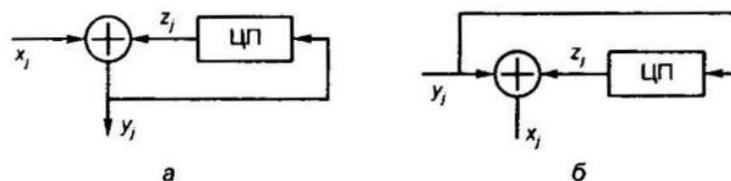


Рис. 4.2. Структурная схема скремблера (а) и дескремблера (б)

Здесь x_j — последовательность символов ГС; y_j — символы скремблированной последовательности, посылаемой в канал связи; z_j — выходная последовательность ЦП, на вход которого подается y_j . При этом y_j получается посимвольным суммированием по mod 2 последовательностей x_j и z_j :

$$y_j = x_j \oplus z_j \quad (4.1)$$

В месте приема дескремблирование осуществляется с помощью ЦП, аналогичного использованному на передаче (рис. 4.2, б). Действительно,

$$y_j \oplus z_j = (x_j \oplus z_j) \oplus z_j = x_j \oplus (z_j \oplus z_j) = x_j. \quad (4.2)$$

Процедура дескремблирования будет соответствовать последнему равенству, если принятый скремблированный сигнал точно равен переданному. Если же при приеме произошла ошибка, то она может порождать ошибки дескремблирования все время, в течение которого ошибочный символ находится в элементах памяти ЦП на протяжении ряда передаваемых символов. В результате одна ошибка в канале приводит к нескольким ошибкам дескремблирования, так что в этом варианте ошибки размножаются. Для примера отметим, что скремблирование с использованием ЦП, стандартизованное для сотовой связи GSM, приводит к размножению числа ошибок в три-четыре раза, но не требует специальной синхронизации.

Перейдем к описанию принципа работы СЦС. Пусть рассматривается ГС с длиной цикла $N_{\text{ц}}$ символов, из которых g принадлежат синхрогруппе. Примем для определенности, что последние следуют подряд (сосредоточенная синхрогруппа) и размещены в начале каждого цикла.

СЦС начинает наблюдение принимаемого ГС с некоторого случайно выбранного символа и от него ведет отсчет номеров вновь поступающих символов. Номера можно представить в виде $j = k + lN_{\text{ц}}$, т.е. характеризовать парой чисел (g, l) , где k принимает значения от 1 до $N_{\text{ц}}$, а l — от 1 до ∞ . Первые символы синхрогрупп имеют в первоначальной нумерации номера (g, l) , где g — некоторое конкретное число (фаза циклов), нахождение которого и является задачей СЦС.

СЦС определяет фазу циклов в результате поиска, проверяя для каждого очередного номера k , совпадает он с g или нет. Остановившись в результате поиска на том или ином значении g , СЦС переходит в режим контроля наличия циклового синхронизма, который необходим в связи с тем, что по различным

причинам достигнутый синхронизм может со временем нарушиться либо может оказаться, что он был зафиксирован ошибочно.

В СЦС решение о наличии синхронизма принимается не в результате обработки одной синхрогруппы, а еще и в результате проверки периодичности ее повторения на некотором отрезке ГС. Объединение всех синхрогрупп данного отрезка назовем синхросигналом. В СЦС может использоваться параллельный, последовательный или комбинированный (параллельно-последовательный) способ обнаружения синхросигнала. Параллельный анализ считается более эффективным. Однако он требует предварительного запоминания весьма протяженного отрезка ГС, на котором размещается синхросигнал. Чаще используют комбинированный способ, при котором обнаружение отдельных синхрогрупп осуществляется путем параллельного анализа и проверка периодичности их следования — путем последовательного.

Параллельный обнаружитель синхрогрупп представляет собой регистр сдвига с отводами, содержащий r элементов памяти, работающий с тактовой частотой подаваемого на его вход ГС (рис. 4.3). Отводы выполнены от каждого элемента регистра, и в каждом отводе сигнал умножается на соответствующий символ синхрогруппы a_i . После умножения на всех отводах появляется единица в том и только в том случае, когда в регистр записана комбинация, совпадающая с синхрогруппой. Схема совпадения на каждом такте группового сигнала фиксирует совпадение текущего содержимого регистра с синхрогруппой, причем в зависимости от длины синхрогруппы и вероятности ошибки в канале совпадением может считаться как полное совпадение, так и частичное (в $r-p$ символах, при $p < r$).

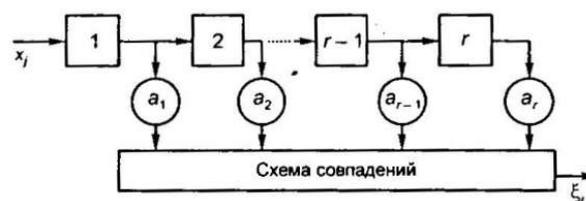


Рис. 4.3. Обнаружитель синхрогрупп

На выходе схемы совпадений образуется последовательность $+1$ (совпадение) и -1 (несовпадение) с тактовой частотой F_T . Будем именовать ее последовательностью совпадений S_j . Последняя подается на устройство проверки периодичности повторения синхрогрупп, проверяющее наличие в ней периодического появления $+1$ через символов. При поиске синхронизма устройство проверок работает вначале (до появления в S_j первой $+1$) в режиме ожидания. При появлении первой $+1$ (например, при $k = k_i$) схема переходит в режим проверок. Проверяется наличие $+1$ на одноименных позициях последовательности циклов с номерами (k_j, l) для $l=1,2,\dots$. Это означает проверку гипотезы $k = k_j$. На некотором цикле при $l=l_i$, проверка заканчивается, и гипотеза либо подтверждается (тогда СЦС переходит в режим контроля), либо отвергается. В последнем случае устройство проверок периодичности вновь переводится в режим ожидания и с появлением в последовательности совпадений очередной $+1$ описанная процедура проверки периодичности повторяется вновь.

Остановимся еще на типовых решающих правилах в устройствах проверки периодичности. Достаточно широкий класс таких правил реализуются двухпороговыми реверсивными счетчиками, на вход которых подается последовательность символов, выделенных с одноименных позиций циклов из последовательности совпадений. Если очередной такой символ $+1$, то счетчик добавляет к накопленному в нем числу некоторую величину $d+$ (положительный шаг), если -1 , то вычитает из него (отрицательный шаг). Если накопленное в счетчике число достигает верхнего порога D_n , то принимается решение о правильности проверяемой гипотезы, если достигается нижний порог D_n , то гипотеза отвергается.

Важно отметить, что описанное решающее правило учитывает достаточно высокую вероятность ложного набора синхрогрупп. Если проверяемая гипотеза не верна, то число $+1$ на выделенных позициях должно быть все-таки существенно меньше числа -1 , так что по истечении достаточного времени, как правило, окажется достигнутым нижний порог.

Если же гипотеза в действительности справедлива, то даже при необнаружении отдельных синхрогрупп из-за ошибок демодуляции все равно на выделенных позициях будет существенно больше +1 чем -1, так что чаще будет достигаться верхний порог. Из этого качественного описания становится ясным, что рациональный выбор порогов и шагов позволяет оптимизировать СЦС в зависимости от условий работы конкретной радиолинии и параметров системы временного уплотнения.

Из изложенного ясно, что время достижения синхронизма, являющееся одной из основных характеристик СЦС, достаточно велико и измеряется большим числом циклов временного уплотнения. Как правило, СЦС является наиболее инерционной из всех систем синхронизации, используемых в приемниках, так что именно она определяет полное время вхождения приемника в синхронизм.

В режиме контроля продолжается работа системы проверки периодичности появления синхрогрупп, однако значения шагов и порогов меняются. Изменения направлены на повышение инерционности принятия системой решений, что целесообразно в связи с повышением степени их надежности, поскольку априори потеря циклового синхронизма после его достижения достаточно маловероятна. С другой стороны, в некоторых системах связи, особенно подвижной, из-за замираний и затенений на трассе распространения радиоволн наблюдаются достаточно частые нарушения связи, которые можно трактовать как обрывы радиолинии. Если не принимать специальные меры, то при таких обрывах цикловая синхронизация, как правило, нарушается. По этой причине, с одной стороны, приходится применять в приемнике специальные меры, обеспечивающие обрыва устойчивость приема, а с другой — улучшать характеристики СЦС и, прежде всего, время ее вхождения в синхронизм.

4.4. Алгоритмы асинхронного ввода/вызова

Основным устройством, используемым в различных системах асинхронного ввода/вывода, является так называемая *эластичная память* (ЭП). Она представляет собой оперативную память, объем которой может варьироваться в процессе эксплуатации (рис. 4.4). В этом устройстве входной цифровой видеосигнал подается на регистр сдвига с отводами. Временные положения тактовых точек сигнала определяются СТС и подаются в качестве тактов записи (тактовая частота F_j на элементы памяти регистра. Считывание информации с регистра памяти осуществляется через переключатель П, обеспечивающий возможность считывания с любого элемента памяти регистра. Такт считывания (тактовая частота F_c) задается от отдельного источника, никак не связанного с формирователем тактовой частоты входного сигнала. ЭП содержит также устройство управления, обеспечивающее переключение переключателя П.

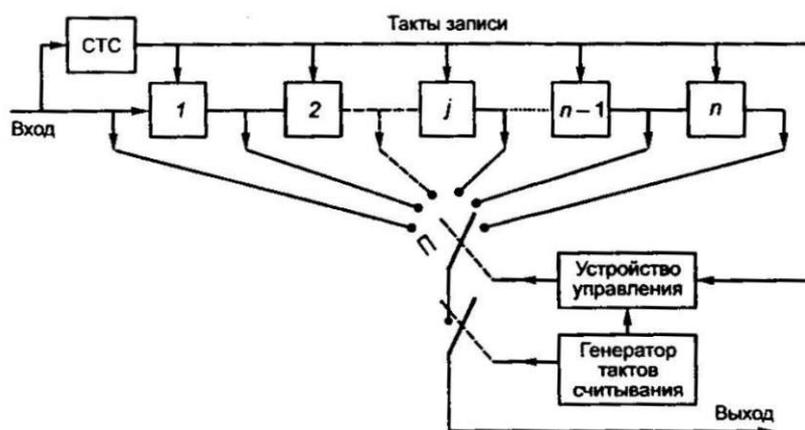


Рис. 4.4. Структура эластичной памяти

Если частоты F_z и F_c не совпадают строго, то при неизменном положении переключателя всегда раньше или позже в выходном сигнале по отношению к входному будут появляться вставки. Однако их можно избежать, переключая П. Действительно, если очередное считывание привело бы к повторению считанного на предыдущем такте символа, следует переместить П

на один шаг влево и тем самым обеспечить считывание нового «более свежего» символа. Наоборот, если очередное считывание привело бы к пропуску еще не считанного символа, следует переместить П на шаг вправо, что позволит «догнать» пропущенный символ. Если же данное считывание не приведет ни к одному из этих двух вариантов, то переключатель следует оставить на месте.

Каким образом устройство управления может идентифицировать перечисленные случаи? Это легко сделать, сопоставляя моменты записи и считывания в соответствии с приведенным ниже алгоритмом. При наступлении очередного момента считывания, устройство управления проверяет два следующих обстоятельства:

- является ли данный момент считывания первым на том тактовом интервале записи, на который он пришелся;
- были ли моменты считывания на предыдущем тактовом интервале записи.

Если ответ на второй вопрос оказывается отрицательным, то это означает, что на предыдущем такте был пропущен символ сообщения. Этот символ еще хранится в памяти, но в ячейке с номером $j + 1$, где j — номер ячейки, с которой в данный момент осуществляется считывание. Поэтому, переведя П в положение $j + 1$ (на шаг вправо), исключим грозившую нам отрицательную вставку.

При положительном ответе вернемся к первому вопросу. Если до данного момента считывания на соответствующем тактовом интервале записи другого момента считывания не было, то это значит, что соответствующий символ сообщения будет считываться впервые, вследствие чего это считывание не приведет к вставке и его можно осуществлять. Если же это считывание будет уже вторым на данном такте, то его осуществлять нельзя, ибо оно привело бы к вставке (в данном случае положительной). Для парирования этой возможности следует переключить П на шаг влево, после

чего осуществить считывание. В результате будет считан очередной еще не транслировавшийся символ сообщения, а вставка будет предотвращена.

Таким образом, использование ЭП при описанном алгоритме управления действительно позволяет избегать вставок. Обратим внимание на то обстоятельство, что такое устранение вставок оказывается возможным лишь до тех пор, пока текущее положение переключателя не достигнет одного из двух крайних положений. Таким образом, описанное устройство само по себе оказывается работоспособным лишь в течение ограниченного интервала времени. Когда речь идет о связи с определенной максимальной длительностью сеанса, такое устройство оказывается достаточным, если только объем ЭП соответствует этой максимальной длительности. В начале сеанса тем или иным способом устанавливают размещаемую на передающей стороне радиолинии ЭП в исходное состояние, после чего она обеспечит отсутствие вставок в течение всего сеанса связи.

Остановимся несколько подробнее на анализе соответствующих процессов. *Во-первых*, всегда желательно, чтобы F_3 и F_c были бы как можно ближе друг к другу. При этом вставки оказываются достаточно редкими, так что при том же объеме памяти ЭП и допустимая длительность сеанса оказывается максимальной. Различают два случая:

- одностороннее расхождение частот (ОРЧ), когда всегда заведомо $F_c > F_2$ или $F_c < F_3$;
- двухстороннее расхождение частот (ДРЧ), когда номинальные значения F_c и F_3 , выбираются равными и остается заранее неизвестным, какая из этих частот больше.

Для ДРЧ начальное положение переключателя в ЭП должно быть близким к $n/2$, а для ОРЧ должно составлять 0 (при $F_3 > F_c$) или n (при $F_3 < F_c$).

Если модуль максимального относительного расхождения частот записи и считывания не превосходит δ , скорость передачи информации C , а максимальная длительность сеанса составляет Γ_c , то должно выполняться условие

$$n > \delta ST_c \text{ для ОРЧ и } n > 2\delta ST_c \text{ для ДРЧ.} \quad (4.3)$$

Не следует думать, что это соотношение указывает на то, что в варианте ДРЧ требуется больший объем памяти. Дело в том, что при одинаковых стабильностях генераторов значения δ для случаев ОРЧ и ДРЧ оказываются различными. Например, пусть относительная стабильность частот записи и считывания одинакова и составляет δ_0 , так что модуль разности этих частот для ДРЧ составляет $\delta = \delta_0$. При той же стабильности генераторов, для того, чтобы гарантировать режим ОРЧ, придется сдвинуть частоту считывания по номиналу относительно частоты записи, по крайней мере, на $2\delta_0$, так что $\delta > 4\delta_0$. Таким образом, требуемый объем памяти для ОРЧ оказывается по крайней мере в два раза больше, чем при ДРЧ.

Отметим теперь, что относительные нестабильности современных генераторов записи и считывания имеют порядок 10^6 - 10^7 . Даже с учетом еще встречающегося использования в качестве источников информации устаревшей аппаратуры величина δ не опускается ниже 10^{-5} . По этой причине требуемые объемы ЭП оказываются сравнительно небольшими. Пусть, например, речь идет о цифровой телефонной связи. Пусть $C = 64$ кбит/с и $T_c = 20$ мин = 1200 с. При $\delta = 10^{-5}$ и ДРЧ из (6.68) найдем для этого случая $n = 1536$, что для современных цифровых устройств не приводит к каким-либо осложнениям. Если же стабильность частоты повышается хотя бы на порядок, то требуемый объем памяти еще в 10 раз сокращается.

Тем не менее описанный вариант асинхронного кодирования оказывается непригодным, если длительность сеанса связи не ограничена. В этом случае чаще всего используется метод асинхронного ввода, именуемый *стаффингом*. Характерной особенностью этого алгоритма является то, что для передачи каждого сообщения применяются два синхронных переносчика: основной и вспомогательный. *Основной переносчик* имеет тактовую частоту F_c , близкую к тактовой частоте сообщения F_z , а вспомогательный — гораздо меньшую тактовую частоту F_B . Основным элементом асинхронного кодера и здесь является устройство ЭП, но с объемом памяти несколько бит. Запись в

ЭП производится с тактовой частотой F_j , а считывание с частотой F_c . Поскольку эти частоты не совпадают, сигнал на выходе ЭП содержит вставки (положительные, отрицательные или и те, и другие).

Идея метода стаффинга заключается в том, чтобы, фиксируя на передающей стороне вставки, передавать сведения о них на приемную сторону с использованием вспомогательного переносчика. При этом все основные и вспомогательные последовательности, несущие информацию обо всех уплотняемых сообщениях, являются синхронными, потому могут быть объединены в единый групповой сигнал методом синхронного уплотнения, как это описано в предыдущем параграфе. На приемной стороне сначала производится синхронное разделение, а затем каждая пара — основная и вспомогательная последовательности — подается на свое устройство асинхронного вывода, в котором вначале в соответствии с полученной из вспомогательной последовательности информации о вставках устраняются вставки в основной последовательности. Однако в результате данной процедуры равномерная тактовая структура последовательности нарушается: после устранения положительных вставок появляются такты, не несущие информацию, а после устранения отрицательных вставок за один такт приходится передавать два бита сообщения. Такая «неравномерная» последовательность, как правило, не может быть отдана абоненту, поскольку он не сможет ее правильно воспринять; абоненту сообщение должно быть передано в той форме, в которой оно поступило на передающий конец радиолинии. Поэтому после устранения вставок приходится осуществлять еще одну процедуру — восстановление тактовой частоты транслируемого сообщения и перевод основной последовательности без вставок на эту тактовую частоту.

Опишем теперь в общих чертах как реализуются отмеченные выше процедуры асинхронного кодирования и декодирования. Начнем с кодирования. Остановимся на информации о вставках. Для положительных вставок она сводится лишь к указанию места вставки, а для отрицательных —

еще и значения пропущенного бита. Можно ожидать, что, если частоты записи и считывания достаточно близки, то вставки появляются достаточно редко и вспомогательная последовательность, несущая информацию о вставках, может иметь сравнительно низкую тактовую частоту. Однако этому противоречит то обстоятельство, что, как ни редко возникают вставки, их временное положение должно указываться с точностью до такта основного переносчика, что требует, по крайней мере, той же тактовой частоты, что и у этого переносчика. Последнее потребовало бы для реализации асинхронного кодирования, по крайней мере, удвоения пропускной способности, что практически совершенно не приемлемо.

В методе стаффинга эта проблема решается тем, что вставки разрешаются не на любом такте основного переносчика, а лишь на достаточно редких, заранее выбранных, периодически повторяющихся его тактах — тактах разрешенных для вставок (ТРВ). Задержка моментов возникновения вставок до ТРВ осуществляется устройством ЭП асинхронного кодера. Запись сообщения в эту память осуществляется с тактовой частотой F_3 , а считывание с частотой F_c . При необходимости вставки она устраняется сдвигом на шаг переключателя П. При наступлении ТРВ переключатель возвращается в исходное положение, в связи с чем возникает вставка. Информация о ней и передается на вспомогательном переносчике. Если между двумя последовательными ТРВ (данным и предыдущим) необходимость во вставке не возникала, так что положение переключателя П не изменилось, то в данном ТРВ переключатель не перемещается, вставка не возникает. Если частота появления ТРВ выбрана в соответствии с d_0 то указанный процесс может продолжаться неограниченно долго, причем положение переключателя будет отклоняться от начального не более, чем на шаг.

С другой стороны, относительно каждого ТРВ по вспомогательному каналу должно быть передано всего несколько бит информации: факт наличия или отсутствия вставки в этом ТРВ (1 бит), знак вставки (1 бит) а для отрицательной вставки еще и содержание пропущенного символа (1 бит). Для

передачи данной информации имеется время, равное периоду появления ТРВ. Таким образом, тактовая частота вспомогательной последовательности может быть во много раз меньше, чем у основной. В результате в современных устройствах временного уплотнения с асинхронным вводом методом стаффинга полная избыточность, вызванная как введением маркерных последовательностей, так и реализацией асинхронного ввода не превосходит несколько процентов.

Остановимся на реализации процедуры восстановления тактовой частоты сообщения в асинхронном декодере. Формируемая в таком устройстве освобожденная от вставок неравномерная информационная последовательность (НИП) сопровождается также неравномерной тактовой последовательностью (НТП), представляющей собой последовательность коротких импульсов, отмечающих каждый информационный символ. Только опираясь на такую тактовую последовательность, можно однозначно определить информационное содержание НИП.

Восстановление тактовой частоты транслируемого сообщения или «разглаживание» НИП осуществляется с использованием ЭП, входящей в состав асинхронного декодера. В эту память записывается НИП, причем в качестве тактов записи используется НТП. В результате в регистре памяти ЭП оказывается записанным восстановленный отрезок сообщения без вставок. Первоначально тактовая частота считывания из ЭП устанавливается лишь ориентировочно равной истинному значению тактовой частоты транслируемого сообщения в соответствии с имеющимися на приеме априорными данными о ее величине. Устройство управления ЭП обеспечивает считывание без вставок, отмечая одновременно усредненное направление перемещения переключателя П. Если оно происходит в направлении к началу регистра сдвига, то это означает, что выбранное значение частоты считывания меньше истинного значения тактовой частоты сообщения и ее увеличивают на некоторую заранее выбранную величину, называемую *шагом регулирования*. Если движение П происходит в основном в направлении к началу регистра, то

частоту считывания уменьшают на этот шаг. По окончании переходного процесса частота считывания становится приблизительно равной тактовой частоте сообщения, совершая лишь малые колебания вокруг этой величины в пределах, определяемых шагом регулирования.

В заключение настоящего раздела остановимся на задачах асинхронного ввода, возникающих при пакетном методе передачи, используемом при радиоуплотнении.

Опишем вначале более подробно организацию данного режима работы. В этом случае все работающие на общей несущей частоте радиостанции периодически передают пакеты символов, отображающих транслируемые ими сообщения. Период повторения пакетов каждой из станций $T_{ш}$ именуемый также циклом, задается одной из этих станций, которая назначена ведущей в данной сети. Что касается тактовых частот передачи символов внутри пакета, то они определяются каждой станцией для своих пакетов и не совпадают строго для различных станций (обозначим их через F_j где j — номер станции).

Как отмечалось выше, в системе создается ССП, обеспечивающая синхронизацию излучений отдельных станций, исключая наложение друг на друга излучаемых ими пакетов. Последнее означает, в частности, что для всех станций устанавливается одна и та же длительность цикла T_n . ССП может обеспечить синхронизацию временных положений пакетов различных станций лишь с известной точностью. Для того, чтобы в этих условиях гарантировать отсутствие наложения первых символов данного пакета на последние символы предыдущего, между пакетами предусматривается защитный интервал протяженностью в несколько бит; в пределах данного интервала временное положение пакетов может колебаться в зависимости от различных причин, носящих случайный характер.

Что касается структуры пакета, то она нормируется специальными стандартами, распространяющимися на те или иные системы связи, и включает информационные и служебные блоки. Начинается пакет со служебного блока, предназначенного для синхронизации приемника по

несущей и такту. Число бит в этом блоке нормируется так, чтобы оно было достаточным для гарантированного достижения синхронизма. Далее следуют различные служебные комбинации, одна из которых является стартовой. Затем передается информационный блок, завершающийся в общем случае служебными комбинациями, одна из которых рассматривается как стоповая. Заметим, что различные служебные комбинации могут располагаться на известных позициях и внутри информационного блока.

Будем различать: а) случай фиксированных блоков (число бит в каждом из блоков пакета заранее стандартизуется); б) случай нефиксированных блоков (объем информационного блока может в известных пределах варьироваться от пакета к пакету).

В случае фиксированных блоков число информационных бит, передаваемых станцией в единицу времени, составляет $C_j = N_H IT_u$ где N_H — установленное число бит в информационном блоке пакета. Таким образом, точное значение скорости передачи станцией информационных символов определяется длительностью цикла, задаваемого ведущей станцией. Поэтому данный вариант без дополнительных преобразований может быть использован только в тех случаях, когда источник сообщений допускает управление тактовой частотой сообщения со стороны станции. Такая ситуация наблюдается, например, когда передаче подлежат аналоговые сообщения, причем их преобразование в цифровую форму осуществляется на самих станциях. Тогда тактовая частота сообщения определяется оборудованием станции. Аналогичная ситуация имеет место при получении цифровой информации от компьютера по синхронному стыку, когда тактовая частота выдаваемого сообщения задается по тому же стыку.

Если же тактовая частота сообщения станцией не управляется, то целесообразно использовать вариант нефиксированных блоков, когда асинхронный ввод сообщения обеспечивается за счет вариации числа бит N_H в информационных блоках пакетов на небольшую величину (в пределах нескольких бит). Тогда значения N_H отдельных пакетов данной станции могут

быть выбраны так, чтобы при любых возможных значениях T_{Π} число бит сообщения, переданных в единицу времени, точно равнялось бы числу бит, поступающих от источника. Для того, чтобы при нефиксированных блоках правильно определять границы информационных потоков, используются стартовые и стоповые комбинации, упоминавшиеся при описании структуры пакетов. По этой причине описанный способ асинхронного ввода получил название *стартстопного*. Отметим, что стартовая комбинация необходима и при фиксированной структуре блоков, поскольку начало содержательных блоков все равно необходимо обозначить. А вот в стоповой комбинации нет необходимости: ее может заменить простой подсчет символов Пакета.

Глава 5. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

5.1. Методы широкополосной передачи

Свое название широкополосные системы связи получили вследствие того, что полоса, занимаемая используемыми в них сигналами, намного шире полосы, необходимой для передачи непосредственно информации. Одной из первых таких систем, по-видимому, являлась разработанная в конце 1950-х гг. система «Рейк». В этой системе за счет использования метода широкополосной передачи удалось обеспечить устойчивую связь в условиях многолучевого распространения. Методы широкополосной передачи позволили осуществить разделение нескольких лучей с различным запаздыванием и тем самым устранить эффект замирования сигналов, вызванный многолучевым распространением. В специальных системах методы широкополосной передачи позволяют организовать устойчивую передачу информации в условиях действия преднамеренных помех, мощность которых на входе приемника может превышать мощность полезных сигналов в сотни и тысячи раз. Кроме того, в таких системах использование методов широкополосной передачи позволяет затруднить средствам радиоразведки обнаружение факта передачи, т.е. повысить ее скрытность. В сотовых и спутниковых системах связи методы широкополосной передачи позволяют обеспечить одновременную работу многих пользователей в общей полосе частот, т.е. реализовать метод многостанционного доступа, основанный на разделении сигналов по форме (Code Division Multiple Access, CDMA).

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

Среди методов широкополосной передачи в цифровых системах связи наибольшее распространение получили два метода. Первый метод расширения спектра основан на использовании псевдослучайных последовательностей (ПСП). Такие сигналы обычно называют широкополосными (ШПС), или шумоподобными.

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

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

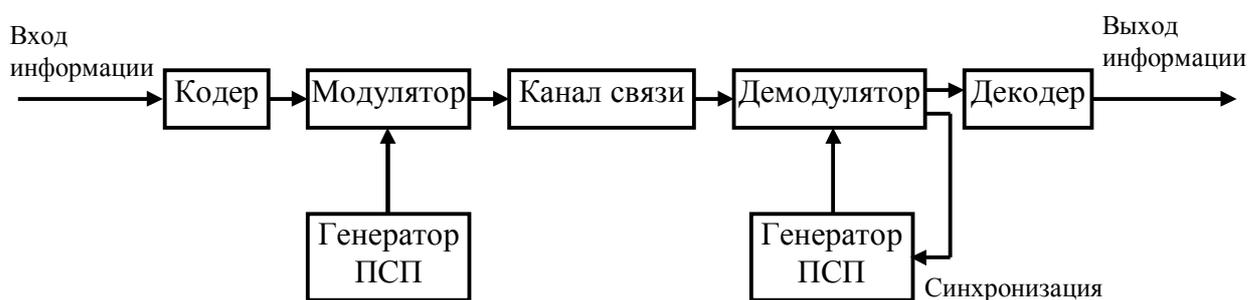


Рис. 5.1. Модель цифровой системы связи с ШПС

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

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

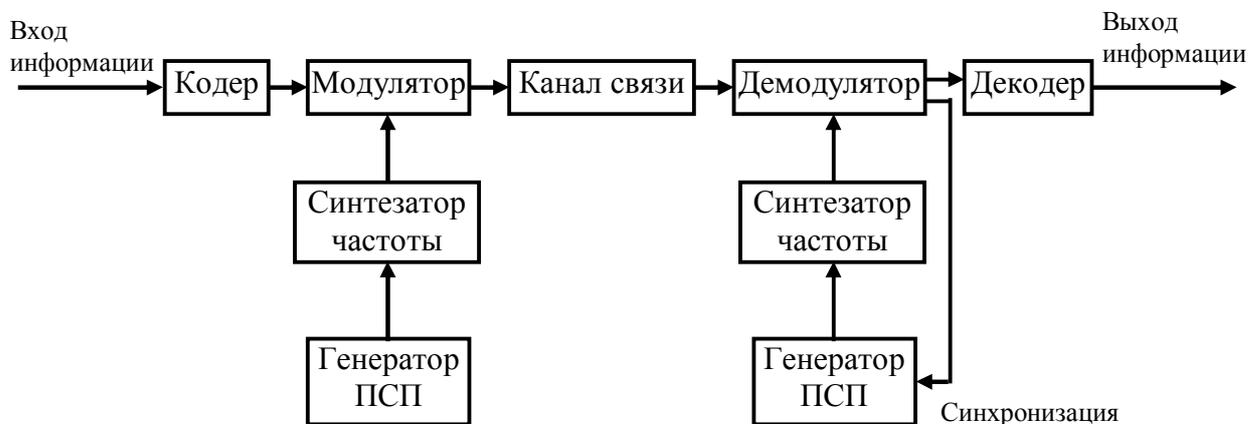


Рис. 5.2. Модель цифровой системы связи с ППРЧ

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

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

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

5.2. Шумоподобные сигналы и псевдослучайные последовательности

Как следует из модели цифровой системы связи с ШПС, расширение спектра передаваемых в канал связи сигналов осуществляется за счет перемножения или, что то же, сложения по mod2 кодированной (или некодированной, если кодирование не используется) информации с ПСП.

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

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

где $u_0(t)$ и τ_0 — огибающая и длительность элементарного символа сигнала; N — длина, т.е. количество элементарных символов ПСП, укладываемых на длительности кодированного символа. Для упрощения изложения будем полагать, что элементарные символы имеют прямоугольную форму и амплитуду, равную единице.

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

Основное требование, которому должны удовлетворять ПСП в широкополосных системах, вытекает из их названия. Это псевдослучайность, или шумоподобность. Такие свойства ПСП, например, как «хорошая» автокорреляционная функция (АКФ), т.е. с малыми боковыми лепестками, или

наиболее равномерный амплитудный спектр, являются производными от их псевдослучайности. Такими же свойствами обладает достаточно длинная реализация БГШ. Ее АКФ представляется в виде δ -функции Дирака, энергетический спектр — равномерный.

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

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

где последовательность $d(k) = \begin{cases} +1, & \text{если } c(k) = 0; \\ -1, & \text{если } c(k) = 1, \end{cases} \quad (5.3)$

а сумма $(k+m)$ вычисляется по $\text{mod } N$.

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

5.2.1. Последовательности Баркера

Первоначально критерием для поиска «хороших» последовательностей являлся минимум боковых лепестков их апериодических АКФ. В наилучшей степени этому критерию удовлетворяли двоичные последовательности (коды) Баркера. Было найдено только шесть последовательностей Баркера длины $N=3, 4, 5, 7, 11, \text{ и } 13$. Сами последовательности Баркера и значения боковых лепестков их АКФ приведены в табл. 5.1.

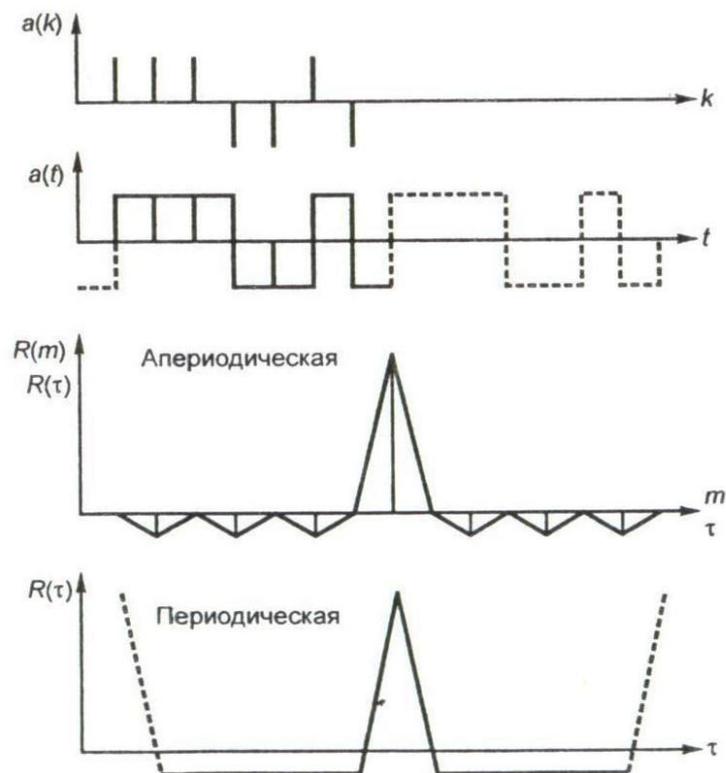
Эти последовательности состоят из символов $d(k)=1$ и -1 и в соответствии с (3.2) для нечетных N имеют апериодическую АКФ вида

$$R(m) = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-m-1} d(k)d(k+m) = \begin{cases} 1, & \text{для } m = 0; \\ 0, & \text{для } m = 2l+1, \text{ где } l = 0, 1, \dots, \frac{N-1}{2}; \\ \pm 1/N, & \text{для } m = 2l \end{cases} \end{cases} \quad (3.4)$$

Последовательности Баркера. Таблица 5.1.

N	$d(k)$													$R(2l)$
	$k=0$	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$	$k=5$	$k=6$	$k=7$	$k=8$	$k=9$	$k=10$	$k=11$	$k=12$	
3	1	1	-1											-1/3
4	1	1	1	-1										0
5	1	1	1	-1	-1									1/5
7	1	1	1	-1	-1	1	-1							-1/7
11	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1			-1/11
13	1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	1/13

Из выражения (5.4) следует, что уровень максимальных боковых лепестков АКФ последовательностей Баркера равен $(+1/N)$ или $(-1/N)$. Последовательность Баркера для $N=7$, фазоманипулированный видеосигнал, построенный на ее основе, аperiodическая и периодическая АКФ этого видеосигнала представлены на рис. 5.3.

Рис. 5.3. Последовательность Баркера длины $N=7$ и ее АКФ

Поиски последовательностей Баркера большей длины успехом не увенчались. Из-за относительно малой длины последовательности Баркера широкого применения в действующих широкополосных системах практически не нашли.

5.2.2. M -последовательности

Наиболее широкое применение в широкополосных системах связи нашли так называемые M -последовательности. Как правило, используются двоичные M -последовательности, символы которых $a(k)$ и $d(k)$ с учетом (5.3) принимают значения $a(k)$ 1 и 0 и $d(k)$ соответственно -1 и 1. Такие последовательности обладают следующими свойствами:

- 1) M -последовательности являются периодическими с периодом $N=2^n-1$ символов, где n – произвольное целое положительное число;
- 2) количество символов, принимающих значение единица, на длине одного периода M -последовательности равно 2^{n-1} , что на единицу больше, чем количество символов, принимающих значение нуль;
- 3) любые комбинации символов длины n на длине одного периода M -последовательности за исключением комбинации из n нулей встречаются не более одного раза. Комбинация из n нулей является запрещенной, на ее основе может генерироваться только последовательность из одних нулей;
- 4) сумма по $\text{mod } 2$ любой M -последовательности с ее произвольным циклическим сдвигом также является M -последовательностью;
- 5) периодическая АКФ любой M -последовательности с учетом (5.3) имеет постоянный уровень боковых лепестков, равный $(-1/N)$.

Уровень максимальных боковых лепестков аperiodической АКФ примерно составляет $1/\sqrt{N}$.

Формируются M -последовательности многотактными линейными фильтрами в виде регистров сдвига с обратной связью. Для формирования M -последовательности с периодом $N=2^n-1$ может использоваться регистр

сдвига длины n . Структура обратных связей регистра определяются неприводимым, примитивным многочленом степени n . Схема фильтра, построенного на основе многочлена $G(x)=X^5+X^2+1$, генерирующего M -последовательность длины $N=31$, представлена на рис. 5.4. Начальные n символов M -последовательности определяются исходным состоянием ячеек регистра. M -последовательность может генерироваться из любого исходного состояния регистра, отличного от всех нулей. Как уже отмечалось выше, комбинация из n нулей является запрещенной. С поступлением на тактовый вход регистра очередного тактового импульса состояния ячеек регистра последовательно меняется (на данной схеме слева направо).

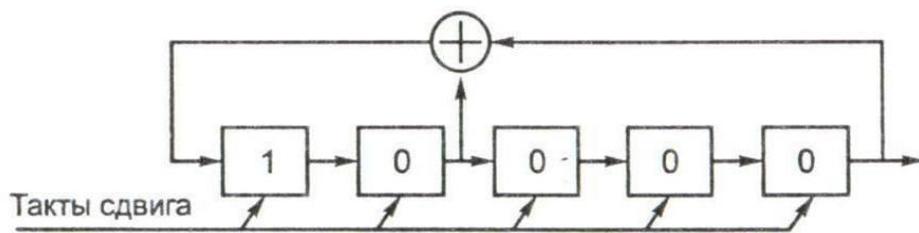


Рис.5.4. Генератор M -последовательности длины $N = 31$

M -последовательность (один период), генерируемая таким регистром из начального состояния регистра 10 000, имеет следующий вид:

0000100101100111110001101110101

Отметим, что разным разрешенным состояниям регистра соответствуют различные циклические сдвиги одной M -последовательности.

Приведенная схема формирователя позволяет проиллюстрировать выполнение некоторых из перечисленных выше свойств M -последовательности. Так, зная, что период M -последовательности $N=2^n-1$, можно легко представить выполнение свойства 3. Действительно, если предположить, что произвольная комбинация из n символов появится менее, чем через период $N=2^n-1$, это будет означать, что регистр из одних и тех же начальных условий генерирует разные последовательности, что противоречит физическому смыслу.

Количество различных M -последовательностей с периодом N равно отношению $\varphi(N)/n$, где $\varphi(N)$ — функция Эйлера, равная количеству чисел в ряду $1, 2, \dots, N - 1$ взаимно простых с числом N .

Последовательности, периодические АКФ которых имеют уровень максимальных боковых лепестков, равный $(-1/N)$, называются *минимаксными*. Таким образом, M -последовательности являются минимаксными последовательностями.

Наряду с M -последовательностями к минимаксным относятся ПСП символов Лежандра, последовательности Якоби и Холла [2]. Однако эти последовательности широкого применения в действующих системах не нашли, поэтому ограничимся только их перечислением.

5.3. Ансамбли псевдослучайных последовательностей

Ансамблем последовательностей (видеосигналов) называется некоторое множество последовательностей, определяемое общим правилом построения [2].

В спутниковых и сотовых широкополосных системах связи каждому абоненту (постоянно или только на время сеанса связи) присваивается некоторая ПСП, которая может служить некоторым аналогом его адреса. Поэтому для систем связи с большим числом абонентов должен быть выбран и ансамбль различных ПСП большого объема, т.е. число ПСП, входящих в его состав, должно быть достаточно большим ($M \gg 1$). Сигнал, соответствующий присвоенной данному абоненту ПСП, является для него полезным, сигналы других абонентов оказываются для него мешающими, т.е. взаимной (системной) помехой. Поэтому ансамбли ПСП для систем связи следует выбирать по такому критерию, который обеспечит минимум взаимных помех при прочих равных условиях.

В случае, когда уровни всех мешающих сигналов примерно одинаковы, и согласно центральной предельной теореме имеет место нормализация

распределения суммарной системной помехи, образованной мешающими сигналами, в основу выбора системы ПСП для широкополосных систем связи может быть положен критерий минимума дисперсии боковых лепестков их взаимокорреляционных функций (ВКФ). В случае равенства дисперсий ансамбль ПСП целесообразно выбирать по минимуму разброса дисперсий отдельных ВКФ, это правило обеспечивает максимум помехоустойчивости приема информации при прочих равных условиях. Однако нередко в системах связи без механизма выравнивания мощности уровни мешающих сигналов от отдельных абонентов могут сильно отличаться. В основном это объясняется различным местоположением абонентов. Распределение взаимной помехи может заметно отличаться от нормального (гауссовского) и ансамбль ПСП следует выбирать по минимуму максимальных боковых лепестков ВКФ. Вычисление всех ВКФ ансамбля ПСП достаточно большого объема ($M > 100$) представляет собой очень трудоемкую задачу, решение которой к тому же может оказаться бесполезным, если выбор для анализа ансамбля ПСП произведен неудачно. Поэтому представляет интерес рассмотреть методы построения ансамблей «хороших» ПСП, которые обеспечивают заведомо большую вероятность получения желаемого результата.

Ансамбли последовательностей Уолша. Правило построения ансамблей последовательностей (функций) Уолша приведено в [1], где показано их использование в качестве ортогональных m -ичных кодов.

Эти последовательности обладают многими положительными качествами. Они ортогональны, легко формируются современной цифровой техникой. Однако в качестве ПСП в широкополосных системах «прямого» использования они не нашли. Анализ показывает, что дополнительная манипуляция произвольной последовательностью Уолша практически не приводит к расширению спектра сигнала, т.е. база сигнала при этом остается близкой к единице. В результате такой манипуляции в зависимости от номера выбранной последовательности по аналогии с m -ичной частотной манипуляцией на ту или иную величину происходит сдвиг спектра сигнала по

частоте [2], расширения спектра при этом практически не происходит. Правило построения последовательностей Уолша не вносит в них элемента псевдослучайности и, как следствие этого, корреляционные свойства последовательностей Уолша нельзя считать удовлетворяющими приведенным выше критериям. Уровень максимальных боковых лепестков их АКФ и ВКФ чрезвычайно высок (достигает значений $N-1$ при длине периода ПСП, равной N), следовательно, и высок разброс дисперсий их боковых лепестков. Но на основе систем последовательностей Уолша можно строить производные ансамбли [2] ПСП, которые обладают вполне удовлетворительными корреляционными характеристиками и находят применение в ряде реальных широкополосных систем связи.

Производные ансамбли ПСП, построенные на основе последовательностей Уолша. *Производным* называется ансамбль двоичных последовательностей, который получается в результате посимвольного перемножения (при использовании в качестве элементарных символов $+1$ или -1) или суммирования по $\text{mod}2$ (при элементарных символах 0 и 1) последовательностей некоторого исходного ансамбля с некоторой последовательностью, называемой *производящей*. Последняя не должна совпадать ни с одной из последовательностей исходного ансамбля. Длина производящей последовательности выбирается равной длине последовательностей в исходном ансамбле. Как показал анализ, производящую ПСП следует выбирать так, чтобы ее апериодическая АКФ имела низкий уровень максимальных боковых лепестков.

Одним из первых известных производных ансамблей последовательностей был ансамбль которой в качестве исходного был выбран ансамбль последовательностей Уолша объемом $m=16$. Роль производящей играла ПСП длины $N=16$ символов, АКФ которой имела нормированный уровень максимальных боковых лепестков, равный $1/\sqrt{N}$. Исследования корреляционных свойств ансамблей производных последовательностей, построенных на основе последовательностей Уолша длины $N=16, 32$ и 64 и

производящих ПСП соответствующей длины (рис. 5.5), показали, что уровень максимальных нормированных боковых лепестков построенных производных ансамблей последовательностей составляет соответственно $9/16$, $12/32$ и $17/64$, что достаточно близко к эмпирической границе $(2-3)/\sqrt{N}$. Это значительно ниже уровней максимальных нормированных боковых лепестков исходных последовательностей Уолша, которые составляют соответственно $15/16$, $31/32$ и $63/64$.

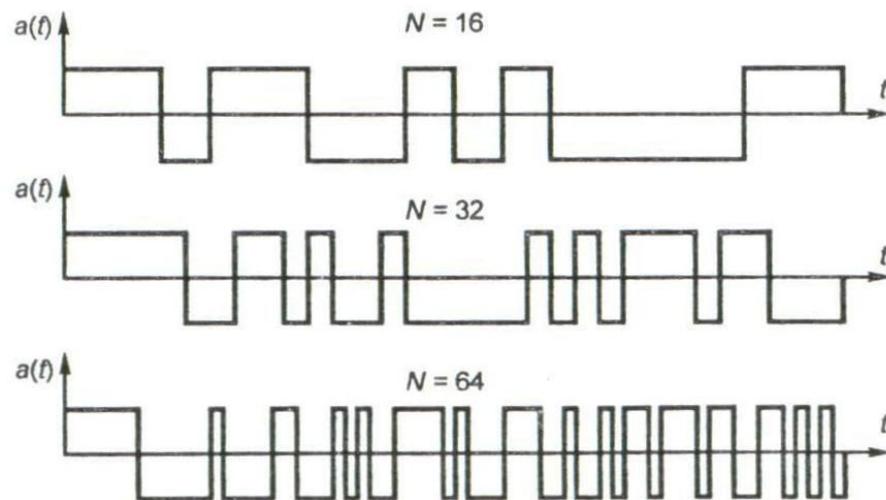


Рис. 5.5. Производящие ПСП длины $N=16, 32, 64$

Производные ансамбли последовательностей Голда. Для формирования ансамбля двоичных последовательностей Голда в качестве исходной выбирается ансамбль последовательностей в виде циклических сдвигов некоторой двоичной M -последовательности $a(k)$ длины N . В качестве производящей выбирается другая двоичная M -последовательность $b(k)$ той же длины N . Правило выбора этих M -последовательностей $a(k)$ и $b(k)$ предложено Гольдом.

Последовательность производного ансамбля с номером p строится следующим образом:

$$c_p(k) = a(k+p) \oplus b(k), \quad k = \overline{0, N-1}, \quad p = \overline{0, N-1}, \quad (5.5)$$

где знак \oplus означает суммирование по mod 2, $a(k+p)$ вычисляется по mod N . Объем такого ансамбля равен N .

Производный ансамбль последовательностей, построенных на основе двух M -последовательностей длины $N=7$

$$a(k) = 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0$$

$$b(k) = 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0,$$

имеет следующий вид:

$$c_0(k) = 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0$$

$$c_1(k) = 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1$$

$$c_2(k) = 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1$$

$$c_3(k) = 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1$$

$$c_4(k) = 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0$$

$$c_5(k) = 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1$$

$$c_6(k) = 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0.$$

(5.6)

Можно показать, что сигналы, соответствующие последовательностям ансамбля (5.5), являются симплексными, т.е. их коэффициент корреляции $r = \frac{-1}{N}$. Выбранная по правилу Голда пара M -последовательностей имеет трехуровневую периодическую ВКФ, т.е.

$$R_{ab}(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \exp\{i\pi[a(k) - b(k+m)]\} \quad (5.7)$$

принимает для каждого m одно из трех возможных значений

$$R_1 = -1/N \text{ или } R_2 = f(n) - 1/N, \text{ или } R_3 = -[f(n) + 1/N],$$

$$\text{где } f(n) = \frac{1}{N} \begin{cases} 2^{(n+1)/2}, & \text{если } n - \text{нечетное;} \\ 2^{(n+2)/2}, & \text{если } n - \text{четное.} \end{cases}$$

(5.8)

Поскольку последовательности $a(k)$ и $b(k)$ являются M -последовательностями, то каждая из них обладает циклическим свойством, т.е. сумма по mod 2 любой M -последовательности с ее произвольным

циклическим сдвигом также является некоторым циклическим сдвигом этой же М-последовательности.

Используя это свойство, получаем

$$c_p(k) \oplus c_q(k+m) \equiv [a(k) \oplus b(k+p)] \oplus [a(k+m) \oplus b(k+m+q)] \equiv a(k,m) \oplus b(k,m,p,q), \quad (5.9)$$

где $a(k,m) = a(k) \oplus a(k+m)$ и $b(k,m,p,q) = b(k+p) \oplus b(k+m+q)$ – некоторые циклические сдвиги исходных М-последовательностей $a(k)$ и $b(k)$.

Выражение (5.9) фактически служит доказательством того, что и периодические ВКФ последовательностей производного ансамбля (5.6), построенных по правилу Голда, также являются трехуровневыми со значениями $R_{pq}(m)$, определяемыми выражениями (5.8). При этом боковые лепестки периодических АКФ последовательностей также принимают значения из (5.8).

Последовательности Касами формируются также на основе некоторой исходной М-последовательности. Алгоритм формирования этих ПСП следующий. Выбирается произвольная двоичная М-последовательность $a(k)$ длины $N = 2^n - 1$, где n — четное. Из последовательности $a(k)$ методом децимации (прореживания) через $2^{n/2} + 1$ символов, начиная с произвольной фазы, формируется новая периодическая последовательность $b(k)$ с длиной периода $L = 2^{n/2} - 1$ символов. Например, при $n=10$ длина исходной М-последовательности $a(k)$ составит $N = 2^n - 1 = 1023$ символа, а длина периода последовательности $b(k)$ равна $L = 31$ символу. Пусть $b_0(k)$ представляет собой периодически повторяющуюся $2^{n/2} + 1$ раза последовательность символов $b(k)$ с номерами 1, 34, 67, ..., 958, 991 из $a(k)$. Последовательность $b_i(k)$, формируемая по аналогии с $b_0(k)$, и представляет собой i -й циклический сдвиг последовательности $b(k)$ также повторяющийся 33 раза. (Здесь $i=0, 1, \dots, 30$).

Ансамбль последовательностей Касами $c_i(k)$ объемом $2^{n/2}$ ПСП формируется суммированием по mod2 символов последовательности $a(k)$ длины $N = 2^n - 1$ и всех, периодически повторяющихся $2^{n/2} + 1$ раз каждая, последовательностей $b_i(k)$. К числу ПСП Касами относится и исходная М-последовательность $a(k)$. В итоге имеем ансамбль последовательностей

Касами $c_i(k)$ длины $N = 2^n - 1$ символа и объемом $(2^{n/2})$ ПСП. (Для $n=10$ это 32 ПСП длины 1023 символа.)

Периодические АКФ и ВКФ последовательностей Касами

$$R_{ij}(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \exp \{i\pi [c_i(k) - c_j(k+m)]\} \quad (5.10)$$

для каждого m принимают одно из трех возможных значений

$$R_1 = -\frac{1}{N} \text{ или } R_2 = \frac{\sqrt{N}-1}{N}, \text{ или } R_3 = \frac{-(\sqrt{N}-1)}{N}.$$

По сравнению со значениями периодических АКФ и ВКФ последовательностей Голда той же длины это примерно в два раза ниже. Однако объем системы последовательностей Касами значительно меньше объема последовательностей Голда (почти в корень квадратный из N).

Сегментные ПСП. *Сегментными* называют ансамбли ПСП, образованные из сегментов (отрезков) M -последовательностей большой длины. Здесь M -последовательность длины $N=131\,071$ символов разбивалась на неперекрывающиеся сегменты с длиной $N_0=63$ символа каждый. Было получено $L=2080$ сегментов. Из них методом простого перебора были отобраны примерно 1000 сегментов, нормированные боковые пики АКФ и ВКФ которых не превышали 0,25. При больших значениях N , L , и N_0 выбор сегментов методом простого перебора даже при использовании современных компьютеров может оказаться чрезвычайно трудоемким, а во многих случаях и бесперспективным. Представляет интерес определить какой-либо метод, позволяющий найти аналитические оценки уровня максимальных боковых пиков, и тем самым упростить расчеты на ЦВМ.

Для нахождения такой оценки можно воспользоваться циклическим свойством M -последовательностей: сумма по mod2 любой M -последовательности $S(k)$ с ее произвольным циклическим сдвигом $S(k+j)$ также является M -последовательностью. Из этого свойства следует, что и сумма по mod2 двух сегментов M -последовательности является сегментом этой же M -последовательности, но с другим сдвигом. ВКФ сегментов $s_p(t)$ и

$s_q(t)$ в дискретных точках $\tau = m\tau_0$ с учетом преобразования (5.3) имеет следующий вид:

$$R_{pq}(m) = \frac{1}{N_0} \sum_{k=0}^{N_0-m-1} s_p(k) s_q(k+m). \quad (5.11)$$

Используя сформулированное выше циклическое свойство сегментов М-последовательности, из (5.11) получим

$$R_{pq}(m) = \frac{1}{N_0} \sum_{k=0}^{N_0-m-1} s_l(k), \quad (5.12)$$

где $s_l(k)$ - l -й сегмент исходной М-последовательности длины $N_0 - m$.

Таким образом, оценка уровня максимальных боковых пиков ЛКФ и ВКФ сегментов эквивалентна нахождению значения максимального бокового пика среди всех непериодических АКФ, соответствующих исходной М-последовательности и всех ее циклических сдвигов. Обозначим через $R_j(m)$ АКФ М-последовательности $S(k)$ длины N со сдвигом j :

$$NR_j(m) = \sum_{k=0}^{N-m-1} S(j+k)S(j+k+m) = \sum_{k=0}^{N-m-1} S(l+k) \quad (5.13)$$

При изменении j от 0 до $N-1$ индекс l в (5.13) пробегает все те же значения, что и u , но в ином порядке. Поэтому при таком изменении j сумма в правой части (5.12) дает значения всех боковых пиков непериодических АКФ сегментов длины $N-m$. В свою очередь, изменение m от 0 до $N-1$ определяет все сегменты с длиной, изменяющейся от 1 до N . Это свойство АКФ М-последовательностей и было использовано для вычисления максимума суммы

$$\sum_{k=0}^{N_0-m-1} s_l(k). \quad (5.14)$$

Для $N > 15$ большой объем расчетов показал, что

$$\sum_{k=0}^{N_0-m-1} s_l(k) < \alpha \sqrt{N}, \quad \text{где } \alpha = 1,26 \quad (5.15)$$

Таким образом, используя выражение (5.15), из (5.11) и (5.12) получим верхнюю оценку уровня максимальных боковых пиков непериодических АКФ и ВКФ сегментов М-последовательностей

$$\max R_{pq}(m) < 1,26 \frac{\sqrt{N}}{N_0}. \quad (5.16)$$

Однако оценка (5.16) при вычислениях практически не встречалась. Для большинства рассмотренных «-последовательностей имела место оценка

$$\max R_{pq}(m) \approx \frac{\sqrt{N}}{N_0}, \quad (5.17)$$

т.е. в этом случае $\alpha=1$.

Приведем примеры расчетов АКФ и ВКФ двух ансамблей последовательностей, являющихся сегментами М-последовательностей длины $N=255$ (первообразный многочлен $X^8+X^5+X^3+X+1$) и $N=511$ (первообразный многочлен $X^9 + X^4 + 1$). Предварительно были определены все значения сумм $\sum_{k=0}^{N_0-m-1} s_l(k)$ для всех возможных сегментов. В результате были уточнены коэффициенты α . Оказалось, что для выбранной М-последовательности с $N=255$ коэффициент $\alpha=0,81$, а для $N=511$ $\alpha=1,06$. Задав значения $R_{pq}(m)=0,4$ для $N=255$ и $\alpha=0.81$ и $R_{pq}(m)=0,3$ для $N=5$ и $\alpha=1,06$, можно найти длины сегментов N_0 , удовлетворяющих этим значениям и количество сегментов L . В результате для $N=255$ получим $N_0=33$; $L=12$, для $N=511$ - $N_0 = 80$; $L = 9$. Последующие расчеты непериодических АКФ и ВКФ показали, что реальные значения боковых пиков не превосходят, но весьма близки к оценочным.

5.4. Некоторые особенности использования ШПС в системах связи

5.4.1. Эффективность использования отведенной полосы частот

Еще до недавнего времени использование ШПС в многоканальных спутниковых или сотовых системах подвижной связи считалось нецелесообразным, поскольку при асинхронной работе им свойственны взаимные (системные) помехи, а это приводит к снижению пропускной способности системы, т.е. числа одновременно действующих каналов связи

при неизменной скорости передачи по сравнению с системами, использующими простые сигналы и традиционные методы многостанционного доступа, основанные на временном и частотном разделении сигналов различных абонентов при их асинхронной работе. Отметим, что в канале с БГШ наличие взаимных помех при использовании ШПС обязательно предполагает наличие какого-либо энергетического запаса в радиоприемниках, т.е. реальное значение E_b/N_0 должно быть больше минимально необходимого для обеспечения заданной вероятности ошибки. Величина такого запаса при низких его значениях будет ограничивать пропускную способность системы с ШПС. При этом пропускная способность системы с простыми сигналами не зависит от энергетического запаса и при прочих равных условиях всегда будет оставаться выше, чем при использовании ШПС.

Однако наличие пауз при телефонных разговорах, а также свойственные системам подвижной связи такие особенности работы, как вызванные многолучевым распространением замирания сигнала доплеровские сдвиги частоты и переменные задержки представляют определенный интерес к использованию ШПС в таких системах. Исследования показали, что в системах ШПС не только не дают проигрыша, но и обеспечивают значительный выигрыш как по пропускной способности, так и по помехоустойчивости и надежности связи.

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

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

$$P_{ном} = \sum_{i=1}^{M-1} S_i = (M-1)S \quad \text{при } S_i \approx S. \quad (5.18)$$

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

$$N_{ном} = \frac{(M-1)S}{F}. \quad (5.19)$$

Суммарная спектральная плотность мощности взаимных помех и БГШ

$$N_{\Sigma} = \frac{(M-1)S}{F} + N_0. \quad (5.20)$$

Если все станции передают информацию с одинаковой скоростью R , то энергия, приходящаяся на бит передаваемой информации, $E_6 = S/R$. Таким образом, отношение сигнал/суммарная помеха в полосе ШПС F :

$$\frac{E_6}{N_{\Sigma}} = \frac{S/R}{\frac{(M-1)S}{F} + N_0}. \quad (5.21)$$

Здесь E_6/N_{Σ} — минимально допустимое значение отношения сигнал/помеха, при котором обеспечивается требуемое качество приема информации. Из (5.21) легко найти допустимое число одновременно действующих каналов, т.е. пропускную способность системы с ШПС

$$M = \left\lfloor \frac{F}{R} \left(\frac{N_{\Sigma}}{E_6} - \frac{N_0}{E_6} \right) \right\rfloor + 1. \quad (5.22)$$

где $\lfloor A \rfloor$ — целая часть числа A ; $R=1/T$; T — длительность информационного бита, $B=F/R=FT$ — база ШПС; E_6/N_0 — реальное значение отношения сигнал/шум в системе.

Напомним, что в системах с частотным разделением пропускная способность $M=F/R$.

Из выражения (5.22) видно, что при асинхронной работе с ростом базы B , а следовательно, и занимаемой сигналами ШПС полосы, при прочих равных условиях, допустимое число одновременно действующих каналов увеличивается.

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

$$\frac{M}{M_{\text{чр}}} \approx \frac{N_{\Sigma}}{E_{\delta}} - \frac{N_0}{E_{\delta}} < 1. \quad (5.23)$$

С ростом энергетического запаса E_{δ}/N_0 относительная пропускная способность асинхронных систем с ШПС растет, но даже при $E_{\delta}/N_0 \rightarrow \infty$, как следует из (5.23), она остается в E_{δ}/N_{Σ} раз меньше, чем в системах с частотным разделением.

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

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

В системах связи с простыми сигналами и частотным разделением за счет этого повышается эффективность использования мощности передатчика ретранслятора или базовой станции. Однако эффективность использования полосы не повышается, так как выделенная каждому абоненту на время сеанса полоса частот сохраняется за ним даже в паузах речи.

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

$$M = \frac{1}{\alpha} \frac{F}{R} \left(\frac{N_{\Sigma}}{E_{\sigma}} - \frac{N_0}{E_{\sigma}} \right) + 1, \quad (5.22)$$

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

Другая особенность систем радиосвязи с ШПС связана с использованием в ретрансляторе или на базовой станции узконаправленных многолучевых антенн. Известно, что применение таких антенн позволяет упростить требования к наиболее массовым земным станциям, уменьшить ограничения на пропускную способность системы по полосе за счет повторного использования частот в разных лучах. Однако из-за «неидеальности» диаграмм направленности антенн в системе связи с L лучами и простыми сигналами одну и ту же частоту можно использовать не чаще чем $L/3$ или $L/7$ раз, а в соседних лучах должны использоваться разные полосы частот. В случае ШПС разнос частот сигналов в разных лучах не требуется, а мощность помехи от сигналов из соседних лучей, даже «незначительно» подавленная за счет многолучевых бортовых антенн с «неидеальными» диаграммами направленности, оказывается значительно меньше мощности взаимных помех от мешающих сигналов своего луча. Далее помехи будут подавлены за счет кодового разделения ШПС. Таким образом, эффективность использования спектра в системе с ШПС может значительно превысить эффективность применения спектра в системе с частотным разделением.

Дополнительное увеличение эффективности использования спектра примерно на 60% достигается за счет возможного разделения сигналов по поляризации. Известно, что в подвижных спутниковых станциях трудно подавить сигнал с нежелательной поляризацией более чем на 6 дБ. Этого совершенно не достаточно для разделения сигналов в системах с частотным или временным разделением. Для систем с ШПС и такое подавление приводит к заметному снижению взаимных помех, что также повышает эффективность

использования спектра, хотя следует отметить, что широкого применения на практике этот метод пока не нашел.

В мобильных системах связи с простыми сигналами эффективность использования спектра снижается за счет того, что при большой неопределенности по доплеровским смещениям частоты и изменениях времени прихода принимаемых сигналов для снижения взаимных помех приходится вводить защитные интервалы по частоте или по времени. В системах с ШПС защитные интервалы не требуются.

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

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

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

5.4.2. Защита от замираний

В системах спутниковой связи с малыми станциями имеют место замирания, обусловленные многолучевым распространением радиоволн. Малые антенны земных станций имеют широкие диаграммы направленности и поэтому не могут разделить прямой и отраженные лучи. В случае ШПС, принимаемые по различным лучам сигналы, могут быть разделены, а результирующий сигнал не подвержен замираниям, вызываемым многолучевым распространением. При приеме сигналы разделенных лучей могут выделяться и когерентно складываться. Эксперименты показали, что в реальных условиях энергетический выигрыш от реализации ШПС при многолучевом распространении составил 6-9 дБ.

5.4.3. Электромагнитная совместимость

Достоинством систем связи с ШПС признается хорошая электромагнитная совместимость с существующими радиосредствами. Так, применение станций с малыми антеннами предполагает увеличение эквивалентной изотропно-излучаемой мощности (ЭИИМ) ретранслятора. Расширение спектра позволяет соблюсти установленные нормы на спектральную плотность потока излучаемой мощности. Станции с ШПС могут работать на вторичной основе в общем частотном диапазоне с существующими узкополосными средствами.

5.4.4. Эффективность использования мощности бортового передатчика

Применение ШПС открывает возможность построения эффективных спутниковых систем связи с прямой ретрансляцией сигналов абонентских станций. В системах с простыми сигналами при частотном разделении каналов

передатчик ретранслятора должен находиться в линейном режиме, в противном случае нелинейные продукты третьего порядка могут поразить отдельные частотные каналы. При этом средняя мощность передатчика на 3-6 дБ ниже мощности насыщения. При использовании ШПС и выравнивании уровней сигналов на входе ретранслятора переход в нелинейный режим передатчика также приводит к образованию нелинейных продуктов, но они, как правило, не представляют опасности для систем с кодовым разделением, поэтому пропускная способность системы с ШПС может быть увеличена в два-три раза за счет перевода передатчика ретранслятора в режим, близкий к нелинейному.

5.5. Псевдослучайная перестройка рабочей частоты

В широкополосных системах связи с ППРЧ вся полоса частот, выделенная для работы системы, делится на относительно большое число прилегающих друг к другу элементарных полос (частотных позиций). В произвольный «момент» времени спектр передаваемого некоторой станцией сигнала занимает одну или (реже) несколько элементарных рабочих (частотных) полос. Выбор элементарных полос осуществляется по некоторому псевдослучайному закону, формируемому генератором ПСП (рис. 5.2).

В широкополосной системе со многими абонентами, например, в спутниковых или сотовых системах с частотным доступом (МДЧР) «прыжки» по частоте могут осуществляться синхронно с сохранением исходного частотного разделения (рис. 5.6). Имеется две разновидности ППРЧ: быстрая и медленная. При быстрой ППРЧ на длительности каждого информационного или кодированного символа происходит несколько «прыжков» по частоте. Однако метод быстрой ППРЧ в системах связи широкого применения не получил. Особенности его реализации мало отличаются от рассмотренного выше метода

При медленной ППРЧ на длительности каждой частотной позиции передается несколько информационных или кодированных символов. Этот метод достаточно широко применяется для борьбы с замираниями (разнесение по частоте). Кроме того, метод медленной ППРЧ используется в сверхширокополосных системах связи при необходимости работать в условиях организованного радиопротиводействия. Во многом это объясняется относительно простой реализацией аппаратуры формирования и обработки сверхширокополосных сигналов и тем, что при медленной ППРЧ намного проще, чем при ШПС решаются проблемы синхронизации. (Так, требуемая точность синхронизации при одинаковых полосах передачи при ШПС в базу раз выше, чем для медленной ППРЧ.) Степень расширения спектра при ППРЧ (база сигналов) определяется отношением полосы перестройки частоты к информационной полосе.

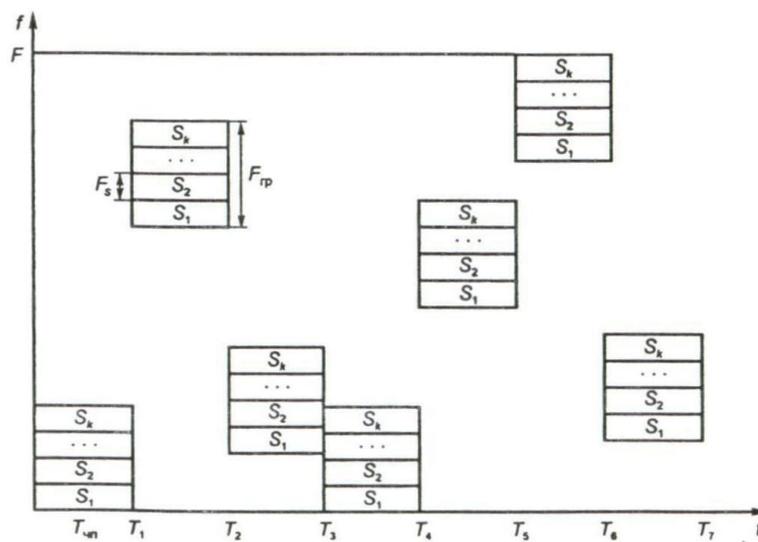


Рис. 5.6. Частотно-временное представление к сигналам с ППРЧ

Следует отметить некоторые особенности помехоустойчивого кодирования при медленной ППРЧ. Как уже отмечалось, на длительности каждой частотной позиции передается несколько информационных, или кодированных символов. Предположим для простоты, что на длительности каждой частотной позиции, например, при блоковом кодировании передается

одно или несколько кодовых слов. Тогда, если эта частотная позиция окажется подверженной воздействию преднамеренных помех или замираний, то имеет место группирование символьных ошибок в пакеты, и с высокой вероятностью эти одно или несколько кодовых слов окажутся принятыми с ошибками. Эффект от такого кодирования окажется нулевым. Для того чтобы избежать этого, для каждого кодового слова необходимо обеспечить декор-реляцию ошибок до декодирования. Достаточно провести перемежение символов, т.е. закодированную информацию расположить таким образом, чтобы на длительности каждой частотной позиции передавались только символы различных кодовых слов.

При приеме перед декодированием необходимо провести деперемежение символов так, чтобы обеспечивалась декорреляция ошибок в символах каждого кодового слова. Это восстанавливает эффективность кодирования. Частным случаем такого кодирования может быть простое повторение передачи одинаковых блоков информации на разных рабочих частотах с последующим мажоритарным декодированием. Более подробно оценка помехоустойчивости или помехозащищенности будет рассматриваться ниже.

5.6. Помехозащищенность широкополосных систем связи

К числу наиболее важных параметров, характеризующих системы передачи информации, в том числе и системы связи, относятся помехоустойчивость и помехозащищенность. Помехоустойчивость и помехозащищенность это способность систем связи обеспечить требуемое качество связи при воздействии помех.

Под помехоустойчивостью понимают способность приемника обеспечить в процессе демодуляции требуемое качество связи при воздействии помех естественной природы типа аддитивного БГШ. Количественно помехоустойчивость определяется величиной отношения E_b / N_0 , которое необходимо для обеспечения заданного качества связи, на-

пример заданной вероятности ошибки в приеме бита. Та система будет более помехоустойчивой, которая обеспечивает заданное качество связи при меньшем значении E_b / N_0 при прочих равных условиях.

Вопросы оценки потенциальной помехоустойчивости радиосистем рассмотрены ранее в [1]. Здесь отметим только один фундаментальный результат, полученный основателем теории потенциальной помехоустойчивости В.А. Котельниковым: при воздействии помех типа аддитивного БГШ помехоустойчивость оптимального приемника зависит от отношения энергии сигнала E_b к спектральной плотности шума N_0 , коэффициентов корреляции между сигналами и не зависит от формы сигналов. Следовательно, помехоустойчивость приема простых сигналов ($B \approx 1$) и широкополосных (и ШПС, и ППРЧ) при прочих равных условиях всегда одинакова.

Под помехозащищенностью понимают способность систем связи обеспечить требуемое качество связи при воздействии преднамеренных помех, т.е. помех специально создаваемых средствами радиопротиводействия. Помехозащищенность количественно определяется как отношение мощности полезного сигнала к мощности преднамеренных помех в полосе полезного сигнала $P_c / P_{\text{пом}}$, при котором еще обеспечивается требуемое качество связи. Качество связи также характеризуется вероятностью ошибки в приеме бита.

В современных системах связи специального назначения для обеспечения эффективной защиты от преднамеренных и случайных помех совместно используются методы, основанные на разделении по направлению прихода полезных сигналов и преднамеренных помех и методы широкополосной передачи. Оба метода в настоящее время активно разрабатываются. Поскольку каждый из них почти независим от другого, ниже особое внимание будет уделено только анализу помехозащищенности широкополосных систем связи. Рассмотрение методов, основанных на разделении по направлению прихода полезных сигналов и преднамеренных помех, выходит за рамки настоящей работы.

Анализ помехозащищенности при использовании ШПС рассмотрен и достаточно подробно в ряде работ [2,3]. Однако анализ помехозащищенности при использовании ППРЧ в качестве метода расширения спектра для защиты от преднамеренных помех имеет свои особенности. Так, мало эффективные преднамеренные помехи для ШПС оказываются очень эффективными для ППРЧ, и наоборот.

5.6.1. Анализ помехозащищенности при ППРЧ

Определим, какие помехи, например, в классе флуктуационных гауссовских в условиях организованного радиопротиводействия со стороны возможного постановщика помех оказываются наиболее эффективными при ППРЧ.

Стратегия постановщика помех базируется на реализации такого распределения помехи по полосе частот, занимаемой спектром сигналов с ППРЧ, при котором при фиксированной средней мощности помехи $J_{\text{ср}}$ достигается максимум вероятности ошибки.

Известно, что наиболее эффективным признается такое распределение, когда помеха поражает только часть ρF общей полосы частот F , занимаемой спектром сигналов с ППРЧ. При этом спектральная плотность помехи

$$N_{\Sigma} = \begin{cases} N_n(\rho) + N_0, & \text{с вероятностью } \rho; \\ N_0, & \text{с вероятностью } 1 - \rho \end{cases} \quad (5.25)$$

где $N_n(\rho) = J/(\rho F)$ — спектральная плотность преднамеренной помехи; J — мощность преднамеренной помехи; ρ — часть всей рабочей полосы, пораженная преднамеренной помехой ($0 \leq \rho \leq 1$).

Помехозащищенность ППРЧ при ОФМ. Как уже отмечалось, свойственные ППРЧ псевдослучайные скачки частоты влекут за собой и случайные скачки фазы принимаемых сигналов. Следствием этого также является необходимость реализации некогерентного приема, т.е. приема сигналов со случайной начальной фазой. Сначала рассмотрим наиболее

простой случай двоичной передачи с модуляцией методом относительной фазовой манипуляции (ОФМ).

Известно, что при помехе типа аддитивного БГШ оптимальный некогерентный прием сигналов с ОФМ при ППРЧ реализуется технически достаточно просто. Вероятность ошибки на бит в этом случае описывается выражением

$$P_{ошб} = \frac{1}{2} \exp(-E_{\sigma} / N_0). \quad (5.26)$$

При помехе в виде суммы БГШ и преднамеренной помехи, поражающей только часть всей рабочей полосы частот, используя (5.25), получим

$$P_{ошб} = \rho \frac{1}{2} \exp\left(-\rho \frac{E_{\sigma}}{(J/F) + \rho N_0}\right) + (1-\rho) \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_{\sigma}}{N_0}\right). \quad (5.27)$$

Как правило, при приеме сигналов на фоне преднамеренных помех спектральная плотность помехи $J/(\rho F) \gg N_0$, тогда

$$P_{ошб} \approx \rho \frac{1}{2} \exp\left(-\rho \frac{E_{\sigma}}{(J/F)}\right). \quad (5.28)$$

Легко показать, что оптимальное значение ρ , приводящее к максимуму $P_{ошб}$, при фиксированной мощности помехи J определяется выражением

$$\rho_{opt} = \frac{J/F}{E_{\sigma}} \leq 1. \quad (5.29)$$

При этом имеем

$$P_{ошб} = \frac{1}{2} \frac{e^{-1}}{\frac{J/F}{E_{\sigma}}}. \quad (5.30)$$

Отметим, что исходная экспоненциальная зависимость $P_{ошб}$ от E_{σ} / N_0 при помехах, поражающих оптимальную часть полосы частот, превращается в обратно пропорциональную (5.30). На рис. 5.7 приведена зависимость вероятности ошибки на бит от $E_{\sigma} / (J/F)$ при помехах типа БГШ и оптимальных прерывистых по частоте помехах. Как видно из рисунка, при ОФМ эффективность преднамеренной помехи, поражающей оптимальную часть полосы частот, значительно превышает эффективность помехи той же

мощности, поражающей всю полосу частот, занимаемую спектром сигналов с ППРЧ.



Рис. 5.7. Помехозащищенность ППРЧ относительно помех типа БГШ и оптимальных помех

Помехозащищенность ППРЧ при m -ичной манипуляции. При некогерентном приеме ($m > 2$) наилучшую помехоустойчивость обеспечивает использование ортогональных сигналов. Ниже в качестве ортогональных сигналов будем рассматривать либо m -ЧМ (m -ичная частотная манипуляция), либо m -ШПС. Для дальнейшего анализа сделаем следующие ограничения. Пусть полоса преднамеренной помехи ρF всегда больше полосы, занимаемой суммарным спектром m -ичных сигналов (без учета расширения спектра из-за ППРЧ) и на длительности частотной позиции располагается только один m -ичный сигнал. Тогда, поражающих часть рабочей полосы частот, получим

$$P_{ошиб} = \frac{1}{2(m-1)} \rho \sum_{i=2}^m (-1)^i C_m^i \exp\left(-\frac{\rho E_s k \frac{i-1}{i}}{(J/F)}\right) \leq 2^{k-2} \rho \exp\left(-\rho \frac{E_s k}{(2J/F)}\right), \quad (5.31)$$

где $k = \log_2 m$. Отметим, что первое слагаемое (при $i=2$) в выражении (5.31) представляет собой верхнюю оценку для вероятности ошибки, поскольку каждое последующее слагаемое меньше предыдущего, а их знаки чередуются, т.е.

$$P_{ошиб} < 2^{k-2} \rho \exp\left(-\rho \frac{E_s k}{(2J/F)}\right). \quad (5.32)$$

Для нахождения оптимального значения ρ , приводящего $P_{\text{ошб}}$ к максимуму, продифференцируем правую часть выражения (5.31) по ρ :

$$\frac{dP_{\text{ошб}}}{d\rho} = \frac{1}{2(m-1)} \left\{ \sum_{i=2}^m (-1)^i C_m^i \exp\left(-\frac{\rho E_\sigma k \frac{i-1}{i}}{(J/F)}\right) - \rho \sum_{i=2}^m (-1)^i C_m^i \frac{E_\sigma k \frac{i-1}{i}}{(J/F)} \exp\left(-\frac{\rho E_\sigma k \frac{i-1}{i}}{(J/F)}\right) \right\} \quad (5.33)$$

Приравнявая (5.33) нулю, получим

$$\frac{\rho_{\text{онм}} \frac{E_\sigma k}{(J/F)} - 1}{\rho_{\text{онм}} \frac{E_\sigma k}{(J/F)}} = \frac{\sum_{i=2}^m (-1)^i C_m^i \frac{1}{i} \exp\left(-\frac{\rho_{\text{онм}} E_\sigma k \frac{1}{i}}{(J/F)}\right)}{\sum_{i=2}^m (-1)^i C_m^i \exp\left(-\frac{\rho_{\text{онм}} E_\sigma k \frac{1}{i}}{(J/F)}\right)}. \quad (5.34)$$

В общем случае при $m > 2$ решение уравнения (5.34) удастся найти только численными методами. Для $m=2$ уравнение (5.34) решается аналитически. В результате имеем

$$\rho_{\text{онм}} = \frac{(2J/F)}{E_\sigma} \leq 1; \quad \max_{\rho} P_{\text{ошб}} = \frac{1}{e \frac{E_\sigma}{J/F}}. \quad (5.35)$$

Для значений m обычно используемых на практике результаты решения уравнения (5.35) приведены в табл. 5.2.

Значения верхней оценки вероятности ошибки для различных m .

Таблица 5.2.

№ п/п	m	$\rho_{\text{онм}}(m)$	$\max_{\rho} P_{\text{ошб}}(m)$	Верхняя оценка $\max_{\rho} P_{\text{ошб}}(m)$
1	2	3	4	5
1	2	2A	0,36A	0,36A
2	4	1,17A	0,23A	0,36A
3	8	0,93A	0,19A	0,49A
4	16	0,87A	0,18A	0,73A
5	32	0,80A	0,17A	1,17A

В этой же таблице в графе 4 приведены соответствующие выражения для $\max_{\rho} P_{\text{ошб}}(m)$, полученные подстановкой $\rho_{\text{опт}}(m)$ в (5.31).

Верхняя оценка вероятности ошибки при действии помех, поражающих оптимальную часть полосы частот, находится подстановкой $\rho_{\text{опт}}(m)$ в правую часть выражения (5.31). В результате получим

$$\max_{\rho} P_{\text{ошб}}(m) \leq \frac{m}{2k} \frac{1}{e^{\frac{E_{\sigma}}{J/F}}}. \quad (5.36)$$

Вычисленные значения верхней оценки вероятности ошибки для различных m приведены в графе 5. В табл. 5.2 $A = \frac{(J/F)}{E_{\sigma}}$ величина обратно пропорциональная отношению энергии бита к спектральной плотности преднамеренной помехи. При получении этого результата никаких ограничений на выбор типа сигналов (m -ЧМ или m -ШПС) не делалось.

На рис. 5.8 приведены зависимости вероятности ошибки на бит от $\frac{E_{\sigma}}{(J/F)}$ для $m=2, 4, 8, 16$ и 32 .

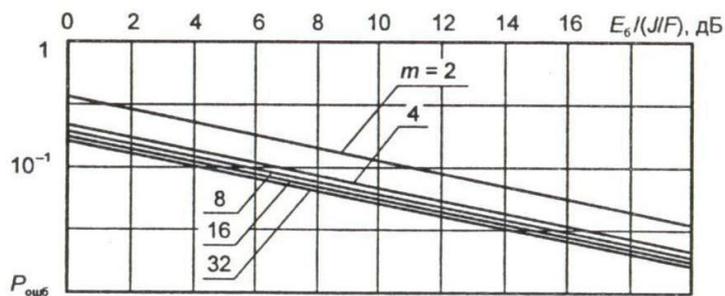


Рис. 5.8. Зависимости вероятности ошибки от $\frac{E_{\sigma}}{(J/F)}$

Из результатов расчетов следует, что как и для ОФМ при помехах, поражающих оптимальную часть полосы рабочих частот, помехозащищенность приема m -ичных ортогональных сигналов чрезвычайно

низка. С ростом m вероятность ошибки на бит от $\frac{E_\sigma}{(J/F)}$ незначительно убывает. В случае, когда спектр помехи на пораженной частотной позиции занимает полосу порядка $1/T_m$, где T_m — длительность m -ичного символа, т.е. помеха относительно ширины группового спектра сигналов m -ЧМ или m -ШПС окажется узкополосной, помехозащищенность m -ЧМ или m -ШПС будет различной, хотя и останется чрезвычайно низкой.

Пусть постановщик преднамеренных помех размещает узкополосные (например, гармонические) составляющие помехи так, чтобы только одна из них попадала на участок полосы, занимаемый групповым спектром m -ичных ортогональных сигналов, поражая при этом l частотных позиций. Число независимых частотных позиций сигналов с ППРЧ

$$N = \frac{F}{R_\sigma} \frac{k}{m}, \quad (5.37)$$

где R_σ — скорость передачи двоичной информации.

Вероятность ошибки при m -ЧМ и такой помехе с гармоническими составляющими

$$P_{ош\sigma}(m) = \frac{m}{2(m-1)} \frac{l}{N} \frac{(m-1)}{m}. \quad (5.38)$$

Выражение (5.38) справедливо только при $(J/l) > P_c$, где P_c — мощность полезного сигнала. Подставляя (5.37) в (5.38), после несложных преобразований получим

$$P_{ош\sigma}(m) = \frac{m}{2k \frac{E_\sigma}{(J/F)}}. \quad (5.39)$$

При m -ШПС узкополосная помеха произвольной структуры, поразившая частотную позицию, занятую спектром полезного сигнала, одновременно попадает и во все m приемных каналов. Полагая, что распределение узкополосной помехи на выходе приемника ШПС (согласованного фильтра) на основании центральной предельной теоремы нормализуется, получим выражения для вероятности ошибки, совпадающие с выражениями графы 4 в

табл. 5.2. Многочисленные экспериментальные исследования, проведенные рядом авторов, также показывают, что реальная помехозащищенность приема m -ЧМ относительно узкополосных помех примерно на (3-4) дБ, т.е. примерно в e раз ниже, чем при флуктуационных.

5.6.2. Анализ помехозащищенности при ШПС

Определим, какие помехи в условиях организованного радиопротиводействия со стороны возможного постановщика помех оказываются наиболее эффективными при использовании ШПС. Здесь стратегия постановщика помех основывается на реализации такого распределения помехи по времени, при котором при фиксированной средней мощности помехи $J_{п.ср}$ достигается максимум вероятности ошибки. Как и при ППРЧ будем рассматривать случай некогерентного приема. Пусть такая помеха поражает s бит сигнала из S , т.е. вероятность поражения бита помехой $\rho = s/S$. Тогда при использовании ШПС оптимальное значение ρ , приводящее к $\max_{\rho} \bar{P}_{ошиб}(m)$, и само максимальное значение $\max_{\rho} \bar{P}_{ошиб}(m)$, как и в случае ППРЧ без кодирования, определяются выражениями (5.35). При кодировании и оптимальном разнесении-перемежении, так чтобы ошибки кодированных символов после деперемежения не группировались в пачки, значение вероятности ошибки при ШПС также будет удовлетворять, как и при ППРЧ, оценкам (7.48) и (7.51) в [1]. Однако, несмотря на то, что выражения для максимума верхней оценки вероятности ошибки и при ШПС, и при ППРЧ совпадают, имеются и определенные отличия. Так, передатчик прерывистых по времени помех должен иметь «импульсную» мощность в $1/\rho$ раз выше средней.

Таким образом, помехозащищенность и при ППРЧ, и при ШПС относительно помех, оптимальных для каждого вида широкополосной передачи, одинакова и без кодирования очень низка. Вероятность ошибки здесь обратно пропорциональна отношению энергии сигнала к спектральной плотности преднамеренных помех. Кодирование практически возвращает

вероятности ошибки исходную экспоненциальную зависимость от отношения энергии сигнала к спектральной плотности преднамеренных помех.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате анализа и сравнения различных методов множественного доступа в различных многоканальных системах связи можно делать следующие выводы.

Исторически, первым способом множественного доступа в многоканальных системах связи является частотное разделение сигналов с не перекрывающимися спектрами при помощи полосовых фильтров. При этом выделения полоса – канал связи постоянно закрепляется за абонентами и используется неэффективно, особенно в системах сотовой, спутниковой и радиорелейной связи.

Более эффективным способом по сравнению с частотным разделением является временное уплотнение и разделение канальных сигналов, т.к. один общий широкополосный канал последовательно используется для передачи информации от N-ного количество источников к N-ному количеству получателей информации. Скорость и объем передаваемой при этом информации зависит в соответствии с теоремой Шеннона от ширины полосы пропускания общего канала связи и отношения мощности сигнала к мощности помехи. Этот способ уплотнения и разделения отдельных канальных сигналов основано на теорему Котельникова, о возможности передачи непрерывных сигналов при помощи их дискретных отсчетов взятых через промежутки времени $\Delta t = \frac{1}{2F_g}$, сек, где F_g - верхняя граничная частота спектра.

В современных системах связи с множественным доступом порядку с временным способом широко используется кодовое разделение канальных сигналов. При этом за отдельными каналами не закрепляется отдельная полоса частот, вся полоса частот канала связи с множественным доступом используется для передачи сигналов от отдельных источников при помощи кодов Баркера с использованием многократной фазовой манипуляции ФМ-4, ФМ-8, ФМ-16 и т.д. Такой способ используется в системах сотовой связи

CDMA, её модификациях IS-95, CDMA-2000 и в цифровых спутниковых системах связи для трансляции и непосредственной передачи потребителям сигналов телерадиовещания. Также кодовой способ множественного доступа обеспечивает передачи информации от различных способов с большой скоростью включая IP-телефонию, Интернет, IP-TV и т.д.

В современных системах радиосвязи в отдельных случаях используют способ разделения сигналов по их поляризации, например в системах широкополосного беспроводного доступа LTE.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. Учеб. пособие. – М.: Эко-Трендз, 2005.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985.
3. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Г.И. Тузов, В.А. Сивов, В.И. Прытков и др.; Под ред. Г.И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1985.
4. Немировский М.С. Цифровая передача информации в радиосвязи. – М.: Связь, 1980.
5. Прокс Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000.
6. Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами. – М.: Радио и связь, 2002.
7. Банкет В.Л., Дорофеев В.М. Цифровые методы в спутниковой связи. – М.: Радио и связь, 1988.
8. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – 2-е изд., испр.: Пер с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.
9. Биленко А.П., Волков Л.Н. Сравнение помехозащищенности радиолиний с широкополосными сигналами // Радиотехника. – 1986. - №4.
10. А.Н. Берлин. Цифровые сотовые системы связи. – М.: Эко-Трендз, 2007.
11. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM. – М.: Эко-Трендз, 2005.
12. Спутниковая связь и вещание: Справочник. 3-е изд., перераб. и доп. Под ред. Л.Я. Кантора. – М.: Радио и связь, 1997.
13. Теория электрической связи: Учебник для вузов / А.Г. Зюко и др.; Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1999.
14. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000.

15. Тепляков И.М., Рошин Б.В., Фомин А.И., Вейцель В.А. Радиосистемы передачи информации: Учеб. пособие. – М.: Радио и связь, 1982.
16. Радиосистемы передачи информации. Под ред. В.И. Калмыкова. М.: Горячая линия-Телеком, 2004.
17. В.И. Борисов, В.М. Зинчук и др. Помехозащищенность систем радиосвязи. С расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. Под ред. РАН В.И. Борисова. – М.: Радио и связь, 2003.
18. Информационные технологии в радиотехнических системах: Учеб. пособие / Под ред. И.Б. Федорова. – М.; 2003.
19. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ./ под ред. В.В. Маркова. – М.: Связь, 1979.
20. Описание стандарта GSM.
http://www.emanual.ru/download/www.eManual.ru_4111.html.
21. Организация каналов в стандарте CDMA.
<http://www.lucent.ru/products/solutions/dsl/>.
21. www.tuit.uz.
22. www.ziyoNET.uz.
23. www.edu.uz.