

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
**«БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ  
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**  
( Н И У « Б е л Г У » )

ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК  
Кафедра информационно-телекоммуникационных систем и технологий

**РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ЦИКЛОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ  
ШИРОКОПОЛОСНЫХ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ  
ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ**

Магистерская диссертация  
Сахно Сергея Андреевича

очного отделения  
направления подготовки 11.04.02  
Инфокоммуникационные технологии и системы связи  
2 года обучения группы 07001432

Научный руководитель  
доктор технических наук, профессор,  
профессор кафедры  
информационно-телекоммуникационных  
систем и технологий  
Белов С. П.

Рецензент  
кандидат технических наук, доцент  
и. о. заведующего кафедрой  
информационных систем  
Гахов Р.П.

БЕЛГОРОД 2016

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	3
ГЛАВА 1 ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ.....	5
1.1 Особенности организации систем спутниковой связи при использовании ретрансляторов на различных орбитах.....	5
1.2 Виды канальных сигналов, используемых в системах спутниковой связи .....	15
1.2.1 Узкополосные канальные сигналы.....	16
1.2.2 Широкополосные канальные сигналы.....	26
1.3 Выводы.....	39
ГЛАВА 2 ВИДЫ СИНХРОНИЗАЦИИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ.....	40
2.1 Особенности построения устройств синхронизации систем спутниковой связи с узкополосными канальными сигналами.....	40
2.2 Особенности построения устройств синхронизации систем спутниковой связи с широкополосными канальными сигналами.....	45
2.3 Выводы.....	63
ГЛАВА 3 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ЦИКЛОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ...	65
3.1 Выбор широкополосного канального сигнала для реализации алгоритма цикловой синхронизации.....	65
3.2 Алгоритм цикловой синхронизации широкополосных канальных сигналов.....	74
3.3 Выводы.....	76
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	78
Список использованных источников.....	79

## ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается интенсивный рост объемов информационного обмена между территориально распределенными абонентами с использованием различного вида информационно-коммуникационных систем (ИКС), среди которых важное место, с учетом географических особенностей расположения территорий Российской Федерации, занимают системы спутниковой связи (ССС). Однако возможности роста затрат частотно-временных ресурсов ССС ограничены физическими и техническими факторами, а также объемами финансовых затрат. Это вызывает необходимость поиска путей улучшения использования частотно-временных ресурсов уже существующих каналов связи без существенного изменения их физических и технических характеристик.

Одним из направлений решения указанной проблемы является минимизация затрат частотно-временных ресурсов ССС на основе совершенствования методов формирования и обработки канальных сигналов. В настоящее время усилия специалистов в области телекоммуникаций направлены на исследование эффективности канальных сигналов, созданных на основе специальных кодов и новых методов расширения спектра. В частности, одним из таких классов сигналов является ПС ЛЧМ сигнал, в котором объединены положительные свойства как сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), так и псевдослучайных последовательностей (ПСП). Указанный класс сигналов имеет большой объем слабокоррелированных форм при сохранении свойства инвариантности к доплеровскому рассогласованию по частоте, а, следовательно, позволяет минимизировать затраты частотно-временных ресурсов ССС при связи между подвижными объектами за счет рационального использования выделенной частотной полосы с обеспечением одновременного информационного обмена для большего количества абонентов. Однако, целесообразность применения того или иного класса сигналов в любой

ИКТС во многом определяется возможностями создания эффективных устройств их цикловой синхронизации.

Исходя из этого, магистерская диссертация, в которой предлагается алгоритм цикловой синхронизации ПС ЛЧМ сигналов, в основе которого лежит учет особенности их формирования, является актуальной.

# ГЛАВА 1 ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

## 1.1 Особенности организации систем спутниковой связи при использовании ретрансляторов на различных орбитах

23 апреля 1965 года был запущен на высокую эллиптическую орбиту первый отечественный спутник связи "Молния-1", который ознаменовал становление в нашей стране спутниковой радиосвязи. Почти одновременно в США был запущен на геостационарную орбиту первый спутник коммерческой связи Intelsat-1.

Таким образом, была реализована идея резкого увеличения дальности радиосвязи благодаря размещению ретранслятора высоко над поверхностью Земли, что позволило обеспечить одновременную радиовидимость расположенных в разных точках обширной территории радиостанций. Преимуществами ССС являются большая пропускная способность, глобальность действия и высокое качество связи.

Конфигурация ССС зависит от типа искусственного спутника Земли (ИСЗ), вида связи и параметров земных станций. Для построения ССС используются в основном три разновидности ИСЗ (рисунок 1.1) - на высокой эллиптической орбите (ВЭО), геостационарной орбите (ГСО) и низковысотной орбите (НВО). Каждый тип ИСЗ имеет свои преимущества и недостатки.

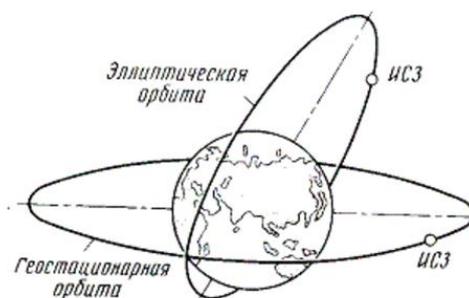


Рисунок 1.1 – Виды орбит ИСЗ

Примером ИСЗ с ВЭО могут служить отечественные спутники типа "Молния" с периодом обращения 12 часов, наклоном  $63^\circ$ , высотой апогея над северным полушарием 40 тысяч км. Движение ИСЗ в области апогея замедляется, при этом длительность радиовидимости составляет 6-8 ч. Преимуществом данного типа ИСЗ является большой размер зоны обслуживания при охвате большей части северного полушария. Недостатком ВЭО является необходимость слежения антенн за медленно дрейфующим спутником и их переориентирования с заходящего спутника на восходящий.

Уникальной орбитой является ГСО - круговая орбита с периодом обращения ИСЗ 24 часа, лежащая в плоскости экватора, с высотой 35875 км от поверхности Земли. Орбита синхронна с вращением Земли, поэтому спутник оказывается неподвижным относительно земной поверхности. Достоинства ГСО: зона обслуживания составляет около трети земной поверхности, трех спутников достаточно для почти глобальной связи, антенны земных станций практически не требуют систем слежения. Однако в северных широтах спутник виден под малыми углами к горизонту и вовсе не виден в приполярных областях.

Плоскость низковысотных орбит наклонена к плоскости экватора (полярные и квазиполярные орбиты) с высотой порядка 200-2000 км над поверхностью Земли. Запуск легкого ИСЗ на низкую орбиту может быть осуществлен с помощью недорогих пусковых установок.

Принцип осуществления системы связи с использованием искусственных спутников Земли показан на рисунке 1.2. Здесь через а и б обозначены земные станции (ЗС), между которыми устанавливается связь, а прямые  $aa'$  и  $bb'$ , касательные к поверхности Земли в точках а и б, являются линиями горизонта этих пунктов. Поэтому спутник ИСЗ<sub>1</sub>, движущийся по орбите MN, может одновременно наблюдаться со станций а и б при движении его по участку орбиты  $a'$  и  $b'$ . Следовательно, электромагнитные колебания, излучаемые антенной системой ЗС в точке а в направлении ИСЗ<sub>1</sub>, могут быть приняты бортовой радиоаппаратурой спутника и после их

усиления и преобразования по частоте направлены в сторону Земли, где будут приняты антенной ЗС в точке б. Антенны ЗС всегда должны быть ориентированы на ИСЗ. Следовательно, при движущихся ИСЗ антенны должны поворачиваться, осуществляя непрерывное “слежение” за перемещением спутника в пространстве.

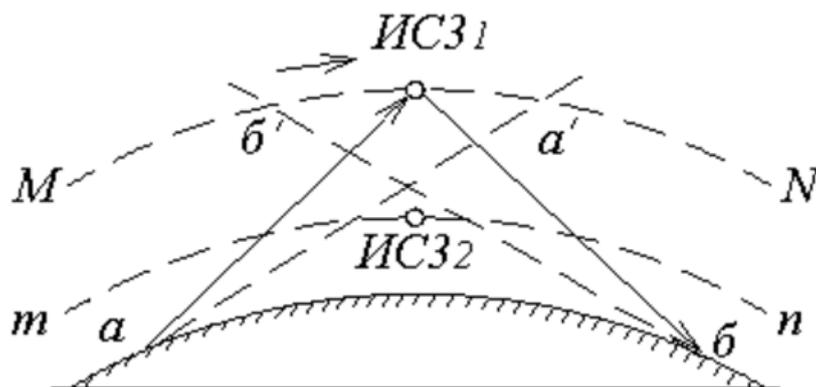


Рисунок 1.2 – Принцип радиосвязи через ИСЗ

Система радиосвязи при наличии бортовой аппаратуры называется системой с активной ретрансляцией сигнала или системой с активным спутником.

Рассмотрим структурную схему дуплексной связи между ЗС, размещенными в точках а и б при активной ретрансляции сигнала (рисунок 1.3). Здесь сообщение  $C_1$  подводится к модулятору М станции ЗС<sub>а</sub>, в результате чего осуществляется модуляция колебаний с несущей частотой  $f_1$ . Эти колебания от передатчика П подводятся к антенне А<sub>а1</sub> и излучаются в сторону ИСЗ, где принимаются бортовой антенной А ретранслятора. Затем колебания с частотой  $f_1$  поступают на разделительный фильтр (РФ), усиливаются приемником Пр<sub>1</sub>, преобразуются к частоте  $f_2$ , и поступают к передатчику П<sub>1</sub>. С выхода передатчика колебания с частотой  $f_2$  через РФ подводятся к бортовой антенне А и излучаются в сторону Земли. Эти колебания принимаются антенной А<sub>б2</sub> станцией ЗС<sub>б</sub>, подводятся к приемнику (Пр) и детектору (Дет), на выходе которого выделяется сообщение  $C_1$ . Передача от ЗС<sub>б</sub> к станции ЗС<sub>а</sub> сообщения  $C_2$  происходит по частоте

$f_3$  аналогичным образом, причем на бортовом ретрансляторе осуществляется преобразование колебаний с несущей частотой  $f_3$  в колебания с частотой  $f_4$ .

Для передачи сообщений можно предложить и другой метод, при котором на борту спутника радиоаппаратура отсутствует. В этом случае сигналы, посланные из пункта А, отражаются поверхностью ИСЗ<sub>1</sub> в сторону Земли (в том числе и к пункту б) без предварительного усиления.

Поэтому сигналы, принятые станцией б, будут значительно слабее, чем при наличии бортовой аппаратуры.

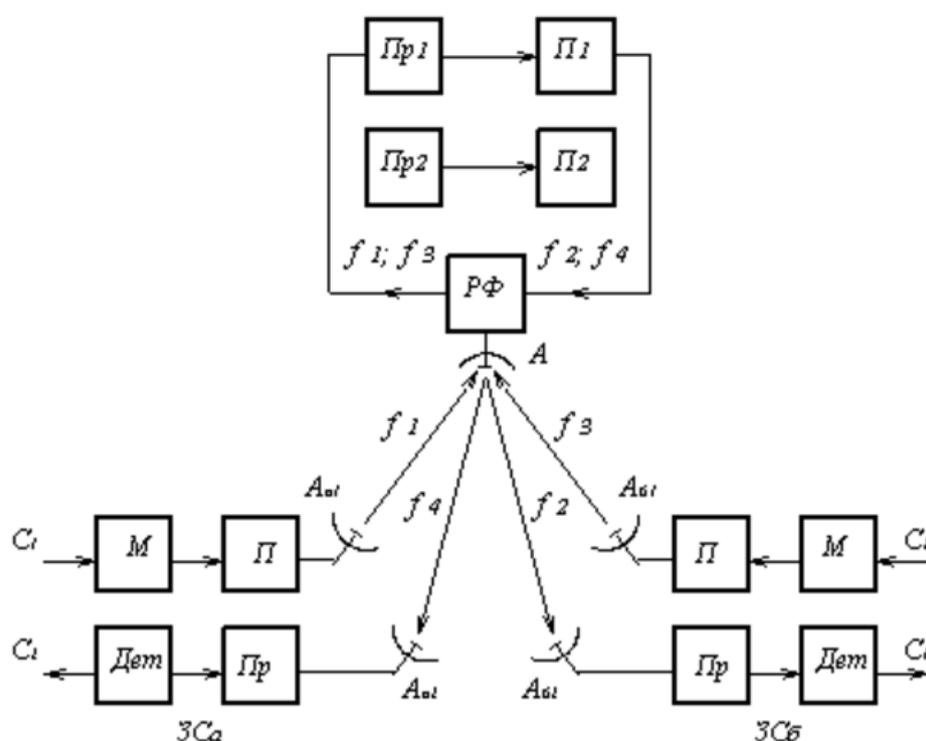


Рисунок 1.3 – Структурная схема радиосвязи через ИСЗ

В качестве пассивных спутников могут использоваться как специальные отражатели различной формы (в виде сферических баллонов, объемных многогранников и других), так и естественный спутник Земли – Луна. Пропускная способность подобных систем связи при современном уровне техники не превышает двух-трех телефонных сообщений.

В случае, когда спутник ИСЗ<sub>2</sub> движется по орбите m–n (рисунок 1.2) с высотой настолько малой, что не может одновременно наблюдаться антеннами станций ЗСа и ЗСб (высота орбиты ниже точки пересечения линий горизонта aa' и бб'), и потому сигнал, принимаемый бортовой аппаратурой

на ИСЗ<sub>2</sub> не может быть сразу передан на станцию б. Работа системы в этом случае может быть построена следующим образом: ИСЗ<sub>2</sub>, пролетая над ЗС<sub>а</sub> принимает сообщения которые после усиления подаются на ботовую аппаратуру памяти (например, записываются на магнитофонную ленту). Затем когда ИСЗ<sub>2</sub> будет пролетать над ЗС<sub>б</sub>, включается в ботовой передатчик и происходит передача информации, принятой от ЗС<sub>а</sub>. Включение передатчика может осуществляться подачей специального командного сигнала, излучаемого ЗС<sub>б</sub> в момент появления ИСЗ в зоне видимости этой станции, или с помощью ботового программного устройства, учитывающего скорость движения спутника по орбите, ее высоту и расстояние между станциями. Такая система называется системой связи с памятью или системой с задержанной ретрансляцией. Система с активной ретрансляцией сигнала в зависимости от высоты орбиты и расстояния между станциями может быть выполнена как система с мгновенной (не задержанной) ретрансляцией сигнала (система в реальном масштабе времени) и как система с задержанной ретрансляцией.

Особый интерес представляет геостационарная орбита – круговая орбита, находящаяся в экваториальной плоскости ( $i=0$ ) и удаленная от поверхности Земли на расстоянии около 36000 км. В том случае, когда направление движения спутника по такой орбите совпадает с направлением вращения Земли, спутник будет неподвижным относительно наземного наблюдателя (геостационарный спутник). Эта особенность, а также то, что ИСЗ находится от Земли на большом удалении, приводит к следующим важным преимуществам связи через геостационарный спутник: во-первых, становятся возможными передача и прием сигналов с помощью неподвижных антенных систем (то есть более простых и дешевых, чем подвижные) и, во-вторых, осуществление круглосуточной непрерывной связи на территории, равной примерно трети земной поверхности. Однако через геостационарный ИСЗ затруднительно осуществлять связь с

приполярными районами, расположенными на широтах выше  $75^{\circ}\dots78^{\circ}$ , так как при этом существенно возрастают шумы на входе земных приемников.

В нашей стране на геостационарную орбиту выведены спутники связи типа “Радуга” и “Горизонт”.

При движении ИСЗ по другим орбитам (не геостационарным) спутники будут перемещаться относительно наземного наблюдателя. В этом случае необходимы подвижные антенные устройства и специальная аппаратура, обеспечивающая слежение и наведение антенны на движущийся спутник. Системы связи с подвижными ИСЗ при соответствующем выборе орбит позволяют обеспечить связь с любыми районами земного шара, в том числе и с приполярными. При использовании подвижных ИСЗ связь между станциями, размещенными в точках а и б (рисунок 1.2), может осуществляться лишь в течение времени, пока ИСЗ движется по участку орбиты б' – а'.

Обеспечение длительной непрерывной связи при сравнительно невысоких орбитах возможно лишь при увеличении числа ИСЗ (рисунок 1.4,а). В этом случае на каждой земной станции должны быть установлены две антенны ( $A_1$  и  $A_2$ ), которые могут осуществлять передачу и прием сигналов с помощью одного из спутников, например ИСЗ<sub>1</sub>, находящегося в зоне взаимной связи б' – а'. Когда ИСЗ<sub>1</sub> выедет из этой зоны, связь будет происходить через ИСЗ<sub>2</sub> с помощью антенн  $A_2$ . При выходе ИСЗ<sub>2</sub> из зоны б' – а' передача и прием сигналов должны осуществляться посредством ИСЗ<sub>3</sub> и антенн  $A_1$ , направленных на этот спутник и так далее. Для получения непрерывной связи между станциями а и б расстояние между соседними спутниками должно быть меньше зоны б' – а'. Число ИСЗ при таком методе зависит от расстояния между пунктами связи и параметров орбиты.

При использовании ИСЗ можно применить ретрансляцию сигналов не только через один, но и через несколько спутников. При этом в случае низких орбит для непрерывной передачи сигналов на земных станциях необходимо иметь по две антенны.

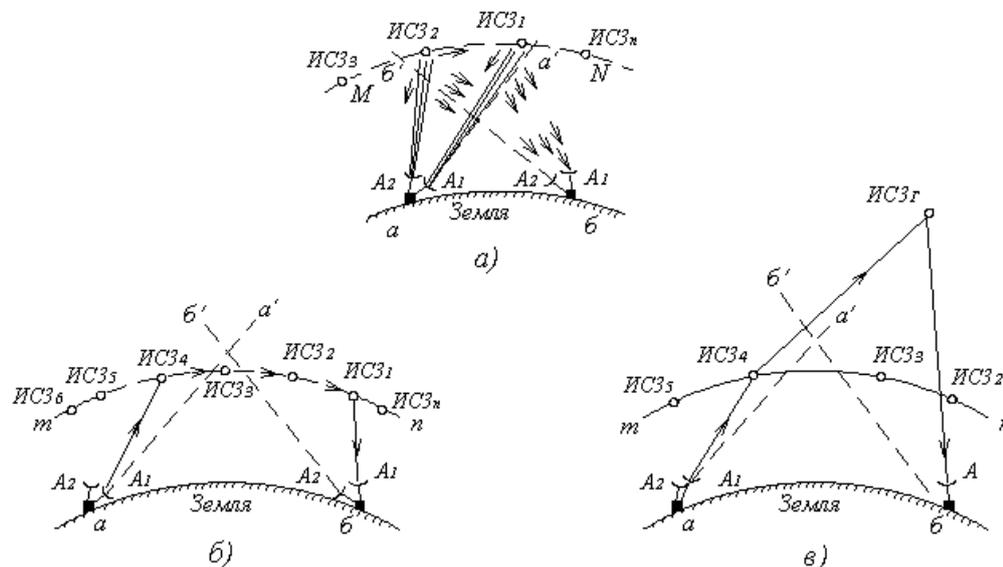


Рисунок 1.4 – Система связи с несколькими ИСЗ

Использование ИСЗ, движущихся по орбитам с малой высотой, упрощает аппаратуру земных станций, так как при этом возможно снижение усиления земных антенн, мощности передатчиков и работа с приемниками, имеющими несколько большую эквивалентную шумовую температуру, чем в случае геостационарных спутников. Однако в этом случае увеличивается число спутников, и требуется управление их движением по орбите.

Другой вариант использования для ретрансляции сигналов нескольких ИСЗ приведен на рисунке 1.4,в. В этом случае с одного из группы спутников, движущихся по одной орбите, например ИСЗ<sub>4</sub>, сигнал, излучаемый А<sub>1</sub> станции “а”, ретранслируется к геостационарному спутнику ИСЗ<sub>Г</sub>, а затем принимается антенной А станции “б”. При выходе ИСЗ<sub>4</sub> из области, лежащей левее линии горизонта аа’, непрерывная связь станции “а” с ИСЗ<sub>Г</sub> будет осуществляться через антенну А<sub>2</sub> и ИСЗ<sub>5</sub>, затем через А<sub>1</sub> и ИСЗ<sub>6</sub> и так далее. На станции “б” в этом случае достаточно будет иметь лишь одну антенну, направленную на ИСЗ<sub>Г</sub>.

Поскольку ИСЗ может наблюдаться с большой территории на поверхности Земли, можно осуществить связь между несколькими ЗС через один общий ИСЗ. В этом случае спутник оказывается “доступным” многим земным станциям, поэтому такая система называется системой с многократным доступом (МД). В системах МД могут быть организованы как циркулярная связь между станциями (передача сообщений от одной станции нескольким станциям), так и одновременная дуплексная связь между всеми ЗС, использующими один общий бортовой ретранслятор, размещенный на ИСЗ. Система связи через ИСЗ с МД состоит из нескольких земных станций, находящихся в зоне взаимной связи через ИСЗ и использующих для связи друг с другом или для связи одной станции с несколькими станциями в любых сочетаниях общий ретранслятор на ИСЗ (рисунок 1.5). Отметим, что в системе с МД может быть также организована одновременная связь не со всеми станциями, а лишь с группой станций. В этом случае целесообразно использование бортовых антенн, имеющих узкие диаграммы направленности (большое усиление). Такие антенны управляются с Земли и могут направляться на нужную группу станций. Другим вариантом этой системы является коммутация бортовой аппаратуры на ту или иную бортовую антенну, имеющую фиксированное направление на определенные точки земной поверхности. Каналы связи, организованные через ИСЗ между земными станциями системы МД, могут быть разделены на две группы:

1. постоянные (закрепленные) каналы, предназначенные для связи только между определенными земными станциями;
2. непостоянные (незакрепленные) каналы, временно организуемые между различными станциями в зависимости от нужд потребителей.

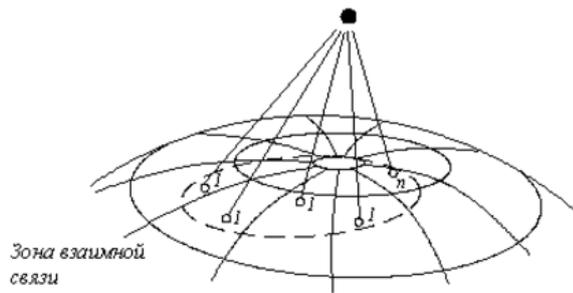


Рисунок 1.5 – Пояснение принципа многостанционного доступа

Очевидно, что каналы первой группы позволяют организовать немедленную связь в любое время; каналы второй группы для организации связи требуют выполнения определенной процедуры, аналогичной той, которая характерна для обычной городской телефонной связи. Прежде чем осуществить передачу сообщений по каналам второй группы, необходимо: получить сведения о наличии свободного канала в системе (то есть получить подтверждение доступа в систему связи – в АТС это соответствует продолжительному тону); набрать адрес (номер) нужного корреспондента; убедиться, свободен ли канал к корреспонденту (то есть получить доступ к корреспонденту).

Очевидно, что в системах с закрепленными каналами из-за того, что часть каналов в некоторые интервалы времени будет использоваться, общее число каналов должно быть больше, чем в системах с незакрепленными каналами. Таким образом, системы с незакрепленными каналами являются более эффективными, однако они имеют и недостатки: во-первых, требуется дополнительно время для установления связи (надо найти свободный канал и с помощью вызывных и адресных сигналов осуществить необходимую коммутацию) и, во-вторых, возможен отказ в установлении немедленного соединения системы.

При любом виде каналов связи (закрепленных или незакрепленных) могут быть созданы многоадресные, одноадресные и смешанные сообщения и стволы.

При многоадресном построении групповых сообщений каждая земная станция излучает один ствол, в котором передается групповое сообщение,

предназначенное для приема всеми земными станциями. Стволы, излученные всеми ЗС, пройдя через бортовой ретранслятор, принимаются на каждой ЗС. После демодуляции из каждого ствола выделяются те части групповых сообщений, которые предназначаются только для данной ЗС. Это выделение осуществляется либо на основании адреса данной станции, который передается перед сообщением, (при незакрепленных каналах), либо по предварительной договоренности о месте размещения каналов, предназначенных для данной ЗС в передаваемых групповых сообщениях (при закрепленных каналах).

Очевидно, что при многоадресном построении групповых сообщений в ВЧ стволах каждая ЗС должна принимать  $n^{-1}$  стволов, где  $n$  – число ЗС. Таким образом, в этом случае получается сравнительно простое передающее устройство, но существенно усложняется приемное оборудование ЗС.

При одноадресном построении для каждой ЗС формируется свое групповое сообщение и свой ВЧ ствол, в котором каждая передающая станция занимает соответствующее число каналов. Таким образом, каждая станция занимает определенное число каналов в  $n^{-1}$  стволах, проходящих через ретранслятор, каждый из которых предназначен только для одной определенной земной станции. В этом случае на каждой станции необходимо принять и демодулировать только один ствол, предназначенный для этой станции. Очевидно, что передающая аппаратура получается сложнее приемной.

При смешанном построении стволов на каждой земной станции осуществляется многоадресное формирование стволов, а на ретрансляторе производится переход от многоадресного к одноадресному построению стволов, то есть осуществляется перегруппировка каналов. Таким образом, при смешанном построении стволов получается упрощение как приемного, так и передающего оборудования земных станций, но усложняется аппаратура ретранслятора.

Существует три основных метода уплотнения общего канала связи:

1. по частоте (ЧР),
2. во времени (ВР),
3. посредством сигналов различающихся по форме (кодовое разделение каналов).

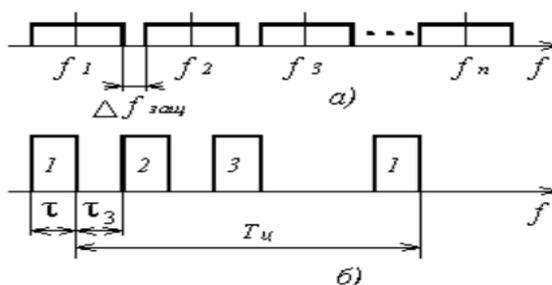


Рисунок 1.6 – Многостанционный доступ с разделением по частоте (а) и по времени (б).

При использовании любого из указанных методов уплотнения спутникового канала связи с целью повышения эффективности использования выделенных для передачи информации частотно-временных ресурсов важное значение имеет правильный выбор канальных сигналов.

## 1.2 Виды канальных сигналов, используемых в системах спутниковой связи

Минимизация частотных ресурсов ССС может быть достигнута путем разработки сигнальных конструкций с высокой степенью локализации энергии в частотной области (узкополосные сигналы) или путем применения, как было отмечено выше, канальных сигналов, созданных на основе специальных кодов и новых методов расширения спектра (широкополосных сигналов).

Рассмотрим более детально возможности указанных сигналов с точки зрения достижимых значений минимизации канальных ресурсов при их применении в ССС.

### 1.2.1 Узкополосные каналные сигналы

В настоящее время в современных ССС широко применяются следующие виды сигнальных конструкций [6,11-15,19,20,23-24]:

- каналные сигналы с *m*-ичной фазовой манипуляцией (ФМ - *m*);
- каналные сигналы с частотной манипуляцией с минимальным сдвигом (ММС);
- каналные сигналы с гауссовской частотной манипуляцией с минимальным сдвигом (ГММС);

Для более детального рассмотрения возможностей указанных сигналов с точки зрения достижимых значений минимизации каналных ресурсов при их применении в ССС проведем сравнительную оценку их спектральной эффективности. Не вызывает сомнения, что при этом в качестве важнейшего количественного показателя представляется целесообразным использовать величину уровня внеполосных излучений (ВИ). В [14] показано, что для расчета величины внеполосных излучений в системах цифровой передачи информации может быть использовано выражение вида

$$QQ(f) = \frac{S_m}{\pi^2 * \nu^2}, \text{ при } \nu \geq 0,5, \quad (1.1)$$

где  $S_m$  - максимум энергетического спектра;  $\nu$  - безразмерная величина, в данном случае равная  $\nu = f * T$ , где  $f$  – текущее значение линейной частоты, а  $T_m$  – длительность прямоугольного импульса,

если элементы модулирующей случайной телеграфной последовательности (СТП) будут иметь форму прямоугольных импульсов.

Необходимо отметить, что в этом случае энергетический спектр СТП будет иметь вид, показанный на рисунке 1.7.

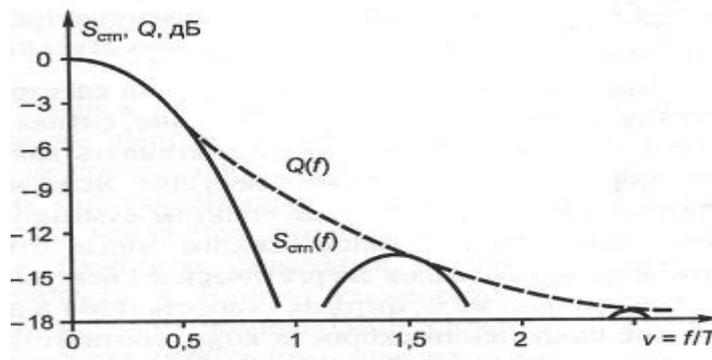


Рисунок 1.7 - Энергетический спектр STP

Как видно из представленного рисунка скорость убывания огибающей энергетического спектра ВИ такого класса сигналов составляет 6 дБ при увеличении  $v$  в два раза. Скорость убывания энергетического спектра ВИ, как отмечено в [14], может быть увеличена до значений  $6 \cdot b$  дБ, если у реализаций модулирующих последовательностей при любом  $t$  имеются производные до  $b-1$  порядка включительно. Отсюда следует, что при «сглаживании» формы прямоугольной огибающей элементов модулирующей последовательности импульсов, может быть достигнуто уменьшение величины уровня ВИ. Именно этот путь составляет основу одного из наиболее распространенных в настоящее время способов решения задачи повышения степени локализации энергии в частотной области.

Канальные сигналы с  $m$ -ичной фазовой манипуляцией.

При цифровой фазовой манипуляции угол фазы несущего колебания радиосигнала изменяется на величину, зависящую от значения модулирующей последовательности импульсов. В простейшем случае двоичной фазовой манипуляции (ФМ-2) значения данных углов выбирается равным  $0^0$  и  $180^0$  ( $m=2$ ). Величина огибающей спектра внеполосных излучений радиосигнала ФМ-2 мощностью  $P_s$  будет определяться при  $v = |f - f_n| \cdot T_{\text{эл}}$ , где  $f_n$  – несущая частота радиосигнала, а  $T_{\text{эл}}$  – длительность элемента модулирующей последовательности. Кроме этого, значение максимума спектра, в данном случае имеет вид  $S_m = P_s \cdot T_{\text{эл}}$ .

Для повышения степени локализации энергии в частотной области при использовании ФМ сигналов осуществляют переход к многоосновному кодированию, когда применяются большие наборы фазовых углов ( $m > 2$ ), чтобы одним канальным символом можно было бы передать сразу несколько бит исходных данных. Такой подход к формированию канальных сигналов получил название *m-ичной* фазовой манипуляции. Действительно, переход от ФМ-2 к ФМ-4 повышает в два раза полосу эффективной системы без существенного снижения ее энергетической эффективности [14,15,32]. При дальнейшем увеличении  $m$  полосная эффективность продолжает повышаться пропорционально  $m$ , однако при этом начинает быстро снижаться энергетическая эффективность сигналов с такими параметрами из-за уменьшения минимального евклидова расстояния между отдельными их реализациями. Для подтверждения приведенных выводов в Таблице 1.1 сведены количественные величины спектральной эффективности и энергетического проигрыша ФМ сигналов при различных  $m$ .

Таблица 1.1

$m$	2	4	8	16	32	64
спектральная эффективность	1	2	3	4	5	6
энергетический проигрыш	5	5	8,8	13,6	18,6	23,85

Большой уровень ВИ в случае использования в качестве канальных, сигналов с фазовой манипуляцией, объясняется скачкообразным изменением фазы несущего колебания при его манипуляции последовательностью прямоугольных импульсов.

Таким образом, возникает необходимость для уменьшения величины уровня ВИ осуществлять, как было указано выше, «сглаживание» фазы сигнала, т.е. замену скачкообразного ее изменения на плавное без

существенного ухудшения потенциальной помехоустойчивости манипуляции. В настоящее время сигналы, в которых реализуется эта процедура, получили название канальных сигналов с частотной манипуляцией с минимальным сдвигом (ММС).

Канальные сигналы с частотной манипуляцией с минимальным сдвигом.

ММС может рассматриваться как двоичная частотная манипуляция с частотами  $f_1$  и  $f_2$  [14,32]. 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  $90^\circ$ , 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.

Сигнал с ММС может быть сформирован с помощью квадратурной схемы и в математическом виде представлен следующим образом:

$$u(t) = I(t) * \sin(2 * \pi * f_0 * t) + G(t) * \cos(2 * \pi * f_0 * t), \quad (1.2)$$

где  $I(t)$  - проекция вектора, отображающего ММС сигнал на ось ординат диаграммы, представленной на рисунке 1.8;

$G(t)$  - проекция вектора, отображающего ММС сигнал на ось абсцисс диаграммы, представленной на рисунке 1.8;

$f_0$  - частота несущего колебания.

Оба слагаемых правой части выражения (1.2) представляют собой манипулированные методом ФМ 2 радиосигналы с квадратурными несущими с огибающими элементарных посылок, повторяющимися сплошные кривые, представленные на рисунке 1.8 а, б соответственно.

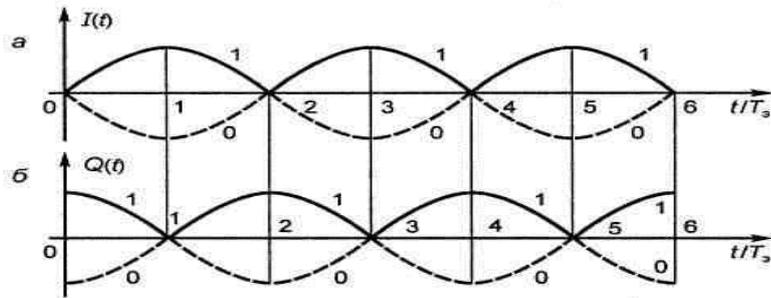


Рисунок 1.8 а, б - Квадратурное представление сигнала ММС

Из приведенного рисунка видно, что при формировании сигнала с ММС используются два квадратурных радиосигнала-переносчика с длительностями элементарных посылок по  $2 * T_{эл}$ , сдвинутых, относительно друг друга по времени на величину, равную  $T_{эл}$ .

Поскольку длительность элементарных посылок в квадратурных каналах увеличена в два раза, то сигналы с ММС обладают хорошей степенью локализации энергии в частотной области. В математическом виде выражение для расчета энергетического спектра рассматриваемых сигналов может быть записано следующим образом:

$$S(\nu) = \frac{8 * P_{\Sigma} * T_{\text{э}} * (1 + \text{Cos}(4 * \pi * \nu))}{\pi^2 * (1 - 16 * \nu^2)^2}. \quad (1.3)$$

На рисунке 1.9 представлены графики энергетических спектров ММС сигнала и сигналов ФМ2 и ФМ4[14,44]. Из приведенного рисунка видно, что спектр ММС сигнала имеет более широкий основной максимум, чем спектры сигналов ФМ 2 и ФМ 4, что указывает на низкую эффективность применения этого класса сигналов при передаче информации по узкополосным линиям связи[44]. В то же время ММС сигналы целесообразно использовать в системах радиосвязи с частотным уплотнением, так как они имеют в сравнении с ФМ сигналами, меньшие побочные максимумы энергетического спектра, что позволяет говорить о более низком уровне просачивания энергии за пределы выделенного частотного интервала.

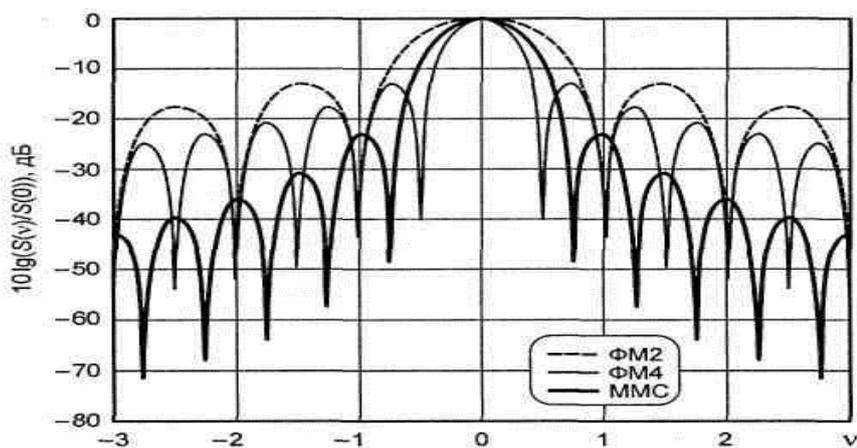


Рисунок 1.9 - Энергетические спектры сигналов ФМ 2, ФМ 4 и ММС

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

Однако, хотя ММС и обеспечивает непрерывное изменение фазы при манипуляции, так что сигнал, рассматриваемый как функция времени, оказывается непрерывным, вместе с тем, поскольку закон изменения фазы имеет в тактовых точках изломы, то первая производная фазы в таких точках не существует. Таким образом, можно говорить о возможности построения сигналов, имеющих большую степень локализации энергии в частотной области, за счет устранения изломов в законе изменения фазы в тактовых точках.

Канальные сигналы с гауссовской частотной манипуляцией с минимальным сдвигом.

Одним из сигналов, в которых существует и непрерывность фазы и устранены изломы в законе ее изменения в тактовых точках, являются сигналы с гауссовской частотной манипуляцией с минимальным сдвигом (ГММС) [6,14,15,32]. В сигналах данного класса этот эффект достигается использованием дополнительной фильтрации модулирующего сигнала до его переноса на высокую частоту[32]. Причем фильтр имеет частотную характеристику вида  $\exp(-c * f^2)$ , которую принято называть гауссовской.

Необходимо отметить, что при поступлении на вход физически реализуемого гауссовского фильтра (для  $t \geq 0$ ) манипулирующей последовательности прямоугольных импульсов с длительностью одного импульса  $T_{эл}$  его отклик может быть описан выражением вида:

$$g(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2 * \pi * \sigma_g^2}} * \exp \left\{ -\frac{(\tau - 1,5)^2}{2 * \sigma_g^2} \right\}, \sigma_g = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2 * \pi * B * T_{y\ddot{e}}}, \quad (1.4)$$

где  $B$  - ширина полосы пропускания фильтра на уровне 0,707 от максимального значения его амплитудно-частотной характеристики;  $\tau = \frac{t}{T_{y\ddot{e}}}$  - нормированное время.

График функции (1.4) при  $B * T_{y\ddot{e}} = 0,3$  (рекомендованный стандартом GSM) представлен на рисунке 1.10.

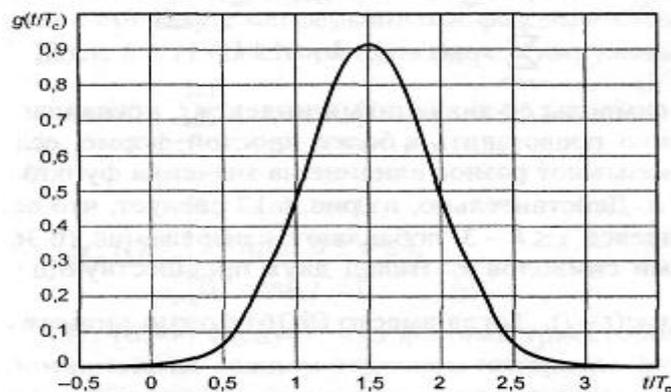


Рисунок 1.10 - Импульсный отклик гауссовского фильтра нижних частот

Анализ выходного эффекта такого фильтра при воздействии на него одиночного прямоугольного импульса, имеющего длительность  $T_{y\ddot{e}}$ , показывает, что его отклик заметно отличен от нуля на интервале  $3 * T_{y\ddot{e}}$ . В результате соседние символы на выходе гауссовского фильтра существенно перекрываются, т.е. имеет место большой уровень межсимвольной интерференции (МСИ) [14,32].

В то же время при рассмотрении энергетического спектра этого сигнала, представленного на рисунке 1.11, следует, что степень локализации энергии

в частотной области сигнала с ГММС в три раза выше, чем у сигнала с ММС[14].

Таким образом, в соответствии с дуальностью преобразования Фурье при увеличении длительности импульса, спектр результирующего сигнала становится более локализованным, но это преобразование, как отмечено выше, приводит к возникновению МСИ, что существенно снижает помехоустойчивость сигналов с ГММС по сравнению с сигналами с ММС. Для уменьшения энергетического проигрыша, в системах связи с применением сигналов с ГММС приходится реализовывать сложные процедуры демодуляции[14,32].

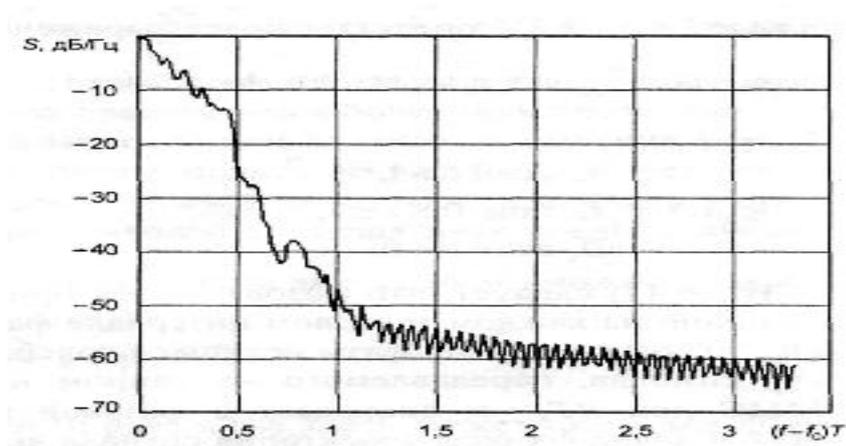


Рисунок 1.11 – Энергетический спектр сигнала с ГММС

Формирование и обработка канальных сигналов на основе ортогональных базисов

Концепция этого метода модуляции, используемого в современной технологии беспроводного доступа WiMAX [6,14-16,19,24,26,45,52,54-61,], в основном базируется на давно известном методе модуляции со многими поднесущими [20], однако учитывает новейшие достижения последних десятилетий в области цифровых методов передачи информации. Как было указано выше одной из важнейших характеристик, которыми должны обладать сигналы, применяемые в системах с частотным уплотнением, это высокая степень эффективности использования выделенного частотного

ресурса. Для реализации высокой степени локализации энергии в частотной области в рассматриваемом методе с OFDM используется разбиение последовательности символов данных на параллельный поток с увеличением длительности каждого символа, при этом символы данных берутся из алфавитов с *m*-ичных систем манипуляции. Эти символы, как видно из рисунка 1.12, передаются базисными функциями, отстоящими друг от друга на интервал  $\Delta f = \frac{1}{T_{\bar{n}}}$ , где  $T_{\bar{n}}$  - длительность символа, что обеспечивает их ортогональность при прямоугольной форме модулирующих видеоимпульсов, при условии, что на интервале  $T_{\bar{n}}$  должно укладываться целое число периодов разностной частоты.

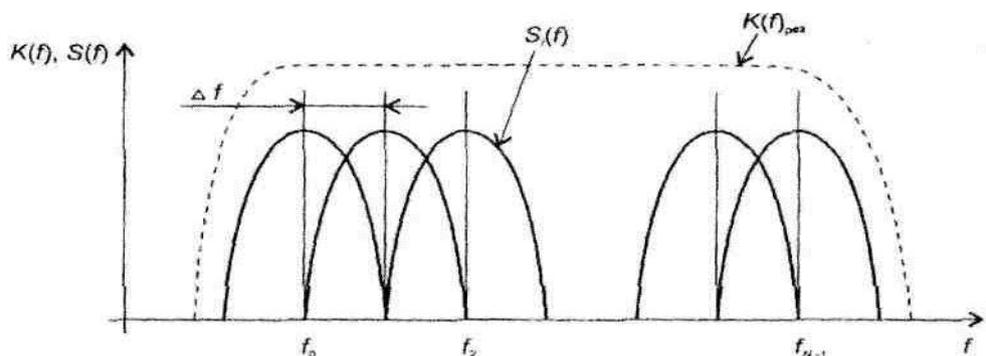


Рисунок 1.12 - Взаимное расположение ортогональных базисных функций

Таким образом, как видно из рисунка 1.12, в суммарном сигнале спектры частично перекрываются. Причем перекрытие спектра производится таким образом, что максимум спектральной плотности для любой базисной функции всегда соответствует минимальному значению (теоретически нулевому) первого лепестка соседних базисных функций и всех боковых лепестков[45]. В этом случае скалярное произведение соседних спектров не равно нулю только на частотах максимальных значений спектров базисных функций.

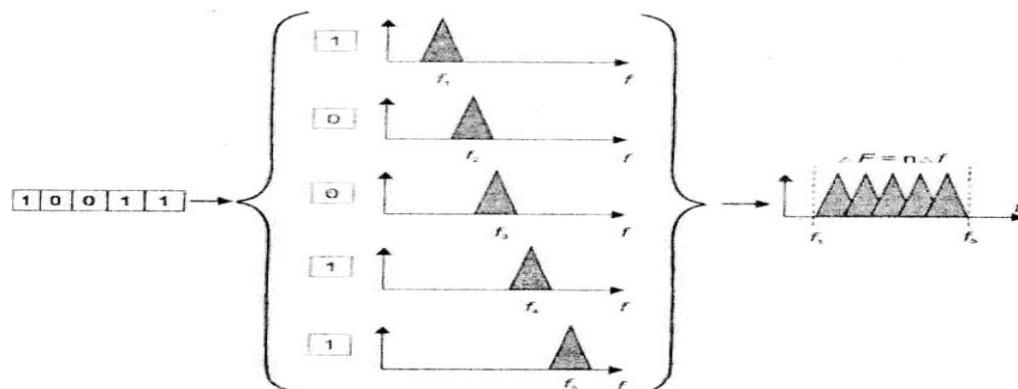


Рисунок 1.13 - Формирование спектра OFDM-сигнала

В этом смысл ортогональности, и это позволяет выделить спектральные компоненты базисных функций из общего сигнала с помощью преобразования Фурье. На практике в принятом сигнале всегда присутствуют шумы и всегда есть некоторая взаимная несогласованность стабильности частот ансамбля станций. Поэтому соответствие максимума спектральной плотности базисных функций нулевым значениям спектральной плотности остальных базисных функций на практике будет выполняться неточно. Исходя из этого, система связи с OFDM наиболее чувствительна к джиттеру (дрожанию) частот поднесущих и их фаз. Это и будет, в основном, ограничивать качество приема и распознавания. Модуляция на каждой базисной функции, в принципе, может производиться любым способом. Разумеется, целесообразно, и в этом случае использовать спектрально-эффективные способы с целью минимизировать ширину спектра каждой поднесущей. В WiMAX используют BPSK, QPSK и QAM.

В заключение анализа свойств канальных сигналов в системах с OFDM необходимо отметить, что ортогональность базисных функций в групповом спектре OFDM является важнейшим отличием этой технологии от простого разделения радиосигналов по нескольким параллельным частотным каналам, это позволяет существенно повысить степень локализации энергии рассматриваемых сигналов в частотной области и, таким образом, значительно уменьшить требуемые ресурсы каналов радиосвязи для передачи закодированной в них информации.

Однако минимизировать уровень межканальной и межсимвольной интерференции при использовании указанной технологии для передачи информации не представляется возможным из-за применения в качестве канальных сигнальных конструкций ортогональных базисов в виде отрезков синусоид с прямоугольной формой модулирующего импульса.

### **1.2.2 Широкополосные каналные сигналы**

Широкополосные сигналы (ШПС) известны уже несколько десятков лет. За это время их преимущества стали очевидными, а их многие недостатки устранены. В настоящее время системы связи с ШПС получают всё более широкое распространение. Процесс расширения областей использования систем связи с ШПС необратимо привёл к их актуальности среди элементов систем передачи информации.

В соответствии с этим методом каждому пользователю назначается персональная кодовая последовательность, расширяющая спектр информационного сигнала, а передача сообщений по каналу связи производится во всем частотном диапазоне ( $\Delta F$ ) и временном интервале, необходимом для его передачи, т.е. все пользователи сети связи одновременно используют весь выделенный частотный диапазон при этом ширина полосы каждого сообщения занимает всю выделенную полосу частот [8-10,14,15,16,20,42,44,50]. При этом различие между каналами связи устанавливается по индивидуальным кодовым последовательностям, персонально назначаемым каждому пользователю. Метод кодового разделения каналов DSSS (метод непосредственного расширения спектра модулированного сигнала цифровой последовательностью) характеризуется следующими основными свойствами:

- Очень короткая длительность символьного интервала и соответственно широкая полоса частот, намного превышающая когерентную полосу частот многолучевого канала. Следовательно, в радиоканале имеет место значительная межсимвольная интерференция и слабая флуктуация

амплитуды принимаемого сигнала.

• «Мягкое» ограничение числа каналов в сети связи; количество одновременно реализуемых в сети сеансов связи принципиально не ограничено и определяется только технической реализацией приемопередающей аппаратуры.

• Высокая устойчивость к замираниям сигналов.

• Очень удобное управление абонентами в сети связи и простой роуминг, так как в сети связи отсутствует частотное планирование каналов связи.

• Высокая скрытность самого факта передачи информации.

• Передача сигналов может быть как непрерывной, так и разрывной.

• Аппаратура системы связи с кодовым разделением каналов очень сложная, так как высоки требования по точности синхронизации работы приемопередатчиков и высокоскоростном управлении мощностью передатчиков.

Разделение каналов методом FHSS (метод расширения спектра модулированного сигнала путем скачкообразного изменения несущей частоты) является разновидностью кодового разделения каналов (CDMA). Этот метод характеризуется быстрым сканированием (изменением центральной (рабочей) частоты узкополосного модулированного сигнала, занимающего полосу частот  $\Delta f$  в общем выделенном диапазоне частот  $\Delta F$ . В результате узкополосный модулированный сигнал оказывается «размазанным» по широкому диапазону частот. Все пользователи сети связи одновременно работают в выделенной полосе частот, у каждого пользователя своя кодовая последовательность изменения частоты. Основные свойства этого метода:

• высокая устойчивость к замираниям сигналов;

• высокая скрытность самого факта передачи информации;

• максимальное количество каналов в сети связи равно  $\Delta F / \Delta f$ .

Преимущества рассматриваемого метода в значительной степени зависят от свойств канальных сигналов, используемых при его реализации. В настоящее время при построении современных ССС с кодовым разделением ресурсов канала связи широко применяются широкополосные сигналы (ШШС) [14,15,32].

Широкополосными (сложными, шумоподобными) сигналами называют такие сигналы, у которых произведения активной ширины спектра  $F$  на длительность  $T$  много больше единицы. Это произведение называется базой сигнала  $B$ . Для ШШС

$$B = FT \gg 1. \quad (1.5)$$

Широкополосные сигналы иногда называют сложными в отличие от простых сигналов (например, прямоугольные, треугольные и т.д.) с  $B=1$ . Поскольку у сигналов с ограниченной длительностью спектр имеет неограниченную протяженность, то для определения ширины спектра используют различные методы и приемы.

Повышение базы в ШШС достигается путем дополнительной модуляции (или манипуляции) по частоте или фазе на длительности сигнала. В результате, спектр сигнала  $F$  (при сохранении его длительности  $T$ ) существенно расширяется. Дополнительная внутрисигнальная модуляция по амплитуде используется редко.

В системах связи с ШШС ширина спектра излучаемого сигнала  $F$  всегда много больше ширины спектра информационного сообщения.

ШШС получили применение в широкополосных системах связи (ШПСС), так как:

- позволяют в полной мере реализовать преимущества оптимальных методов обработки сигналов;
- обеспечивают высокую помехоустойчивость связи;

- позволяют успешно бороться с многолучевым распространением радиоволн путем разделения лучей;
- допускают одновременную работу многих абонентов в общей полосе частот;
- позволяют создавать системы связи с повышенной скрытностью;
- обеспечивают электромагнитную совместимость (ЭМС) ШПСС с узкополосными системами радиосвязи и радиовещания, системами телевизионного вещания;
- обеспечивают лучшее использование спектра частот на ограниченной территории по сравнению с узкополосными системами связи.

Помехоустойчивость ШПСС определяется широко известным соотношением, связывающим отношение сигнал-помеха на выходе приемника  $q^2$  с отношением сигнал-помеха на входе приемника  $\rho^2$ :

$$q^2 = 2V\rho^2 \quad (1.6)$$

где  $\rho^2 = P_c/P_n$  ( $P_c, P_n$  - мощности ШПС и помехи);

$$q^2 = 2E/N_n, \quad (1.7)$$

где  $E$  - энергия ШПС,  $N_n$  - спектральная плотность мощности помехи в полосе ШПС.

Соответственно  $E = P_cT$ , а  $N_n = P_n/F$ ;  $V$  - база ШПС.

Отношение сигнал-помеха на выходе  $q^2$  определяет рабочие характеристики приема ШПС, а отношение сигнал-помеха на входе  $\rho^2$  — энергетику сигнала и помехи. Величина  $q^2$  может быть получена согласно требованиям к системе (10...30 дБ) даже если  $\rho^2 \ll 1$ . Для этого достаточно выбрать ШПС с необходимой базой  $V$ . Приём ШПС согласованным

фильтром или коррелятором сопровождается усилением сигнала (или подавлением помехи) в  $2B$  раз. Именно поэтому величину

$$K_{\text{ШПС}} = q^2/\rho^2 \quad (1.8)$$

называют коэффициентом усиления ШПС при обработке или просто усилением обработки. Здесь следует, что усиление обработки  $K_{\text{ШПС}} = 2B$ . В ШПСС прием информации характеризуется отношением сигнал помеха  $h^2 = q^2/2$ , т.е.

$$h^2 = B\rho^2 \quad (1.9)$$

Эти соотношения являются фундаментальными в теории систем связи с ШПС. Они получены для помехи в виде белого шума с равномерной спектральной плотностью мощности в пределах полосы частот, ширина которой равна ширине спектра ШПС. Вместе с тем эти соотношения справедливы для широкого круга помех (узкополосных, импульсных, структурных), что и определяет их фундаментальное значение.

Таким образом, одним из основных назначений систем связи с ШПС является обеспечение надежного приема информации при воздействии мощных помех, когда отношение сигнал-помеха на входе приемника  $\rho^2$  может быть много меньше единицы. Необходимо еще раз отметить, что приведенные соотношения строго справедливы для помехи в виде гауссовского случайного процесса с равномерной спектральной плотностью мощности («белый» шум).

Известно большое число различных ШПС, свойства которых нашли отражение во многих книгах и журнальных статьях. ШПС подразделяются на следующие виды:

- частотно-модулированные (ЧМ) сигналы;
- многочастотные (МЧ) сигналы;
- фазоманипулированные (ФМ) сигналы (сигналы с кодовой фазовой модуляцией - КФМ сигналы);
- дискретные частотные (ДЧ) сигналы (сигналы с кодовой частотной модуляцией - КЧМ сигналы, частотно-манипулированные (ЧМ) сигналы);

- дискретные составные частотные (ДСЧ) (составные сигналы с кодовой частотной модуляцией - СКЧМ сигналы).

Частотно-модулированные (ЧМ) сигналы являются непрерывными сигналами, частота которых меняется по заданному закону. На рисунке 1.14а, изображен ЧМ сигнал, частота которого меняется по V -образному закону от  $f_0-F/2$  до  $f_0+F/2$ , где  $f_0$  - центральная несущая частота сигнала, F - ширина спектра, в свою очередь, равная девиации частоты  $F= \Delta f_d$ . Длительность сигнала равна T.

На рисунке 1.14б представлена частотно-временная (f, t) - плоскость, на которой штриховкой приближенно изображено распределение энергии ЧМ сигнала по частоте и по времени.

База ЧМ сигнала по определению равна:

$$B = FT = \Delta f_d T \quad (1.10)$$

Частотно-модулированные сигналы нашли широкое применение в радиолокационных системах, поскольку для конкретного ЧМ сигнала можно создать согласованный фильтр на приборах с поверхностными акустическими волнами (ПАВ). В системах связи необходимо иметь множество сигналов. При этом необходимость быстрой смены сигналов и переключения аппаратуры формирования и обработки приводят к тому, что закон изменения частоты становится дискретным. При этом от ЧМ сигналов переходят к ДЧ сигналам.

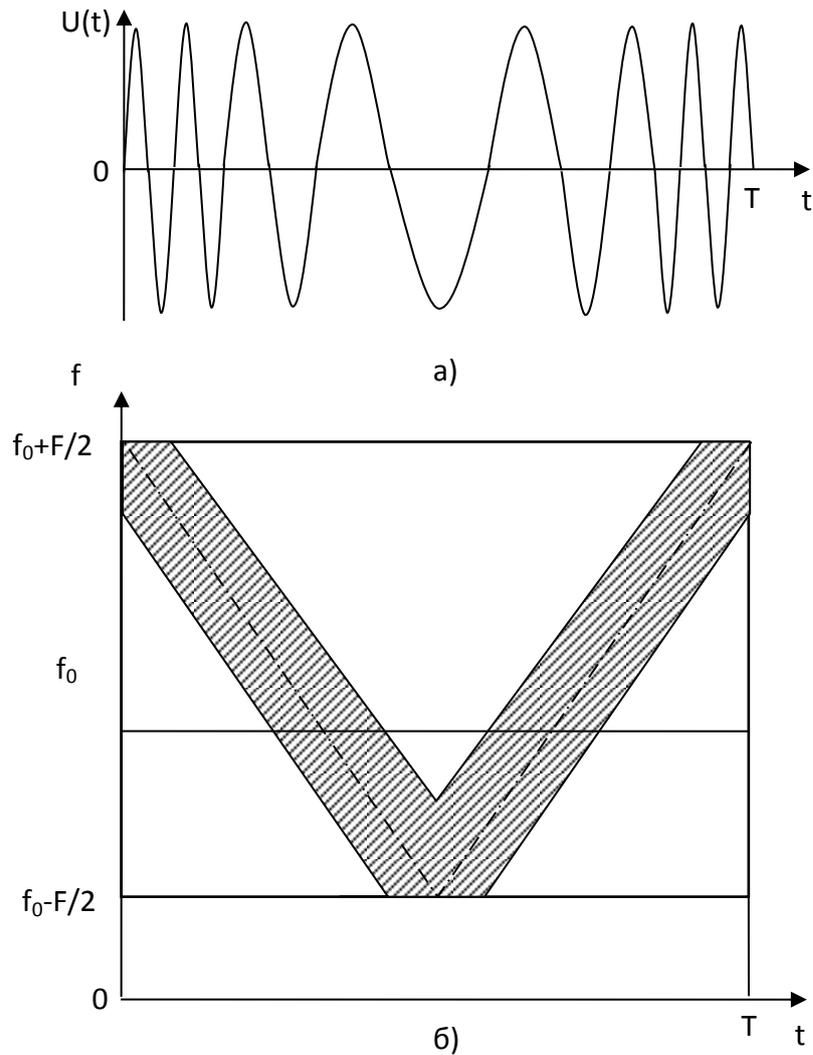


Рисунок 1.14 - Частотно-модулированный сигнал и частотно-временная плоскость

Многочастотные (МЧ) сигналы (рисунок 1.15 а) являются суммой  $N$  гармоник  $u(t) \dots u_N(t)$ , амплитуды и фазы которых определяются в соответствии с законами формирования сигналов. На частотно-временной плоскости (рисунок 1.15 б) штриховкой выделено распределение энергии одного элемента (гармоники) МЧ сигнала на частоте  $f_k$ . Все элементы (все гармоники) полностью перекрывают выделенный квадрат со сторонами  $F$  и  $T$ . База сигнала  $B$  равна площади квадрата. Ширина спектра элемента  $F_0 \approx 1/T$ . Поэтому база МЧ сигнала

$$B = F/F_0 = N \quad (1.11)$$

т. е. совпадает с числом гармоник. МЧ сигналы являются непрерывными и для их формирования и обработки трудно приспособить методы цифровой техники.

Кроме этого недостатка, они имеют также:

а) плохой пик-фактор (см. рисунок 1.15а);

б) для получения большой базы  $B$  необходимо иметь большое число частотных каналов  $N$ . Поэтому МЧ сигналы в дальнейшем не рассматриваются. Фазоманипулированные (ФМ) сигналы представляют последовательность радиоимпульсов, фазы которых изменяются по заданному закону. Обычно фаза принимает два значения ( $0$  или  $\pi$ ). При этом радиочастотному ФМ сигналу соответствует видео-ФМ сигнал (рисунок 1.16а), состоящий из положительных и отрицательных импульсов. Если число импульсов  $N$ , то длительность одного импульса равна  $\tau_0 = T/N$ , а ширина его спектра равна приблизительно ширине спектра сигнала  $F_0 = 1/\tau_0 = N/T$ .

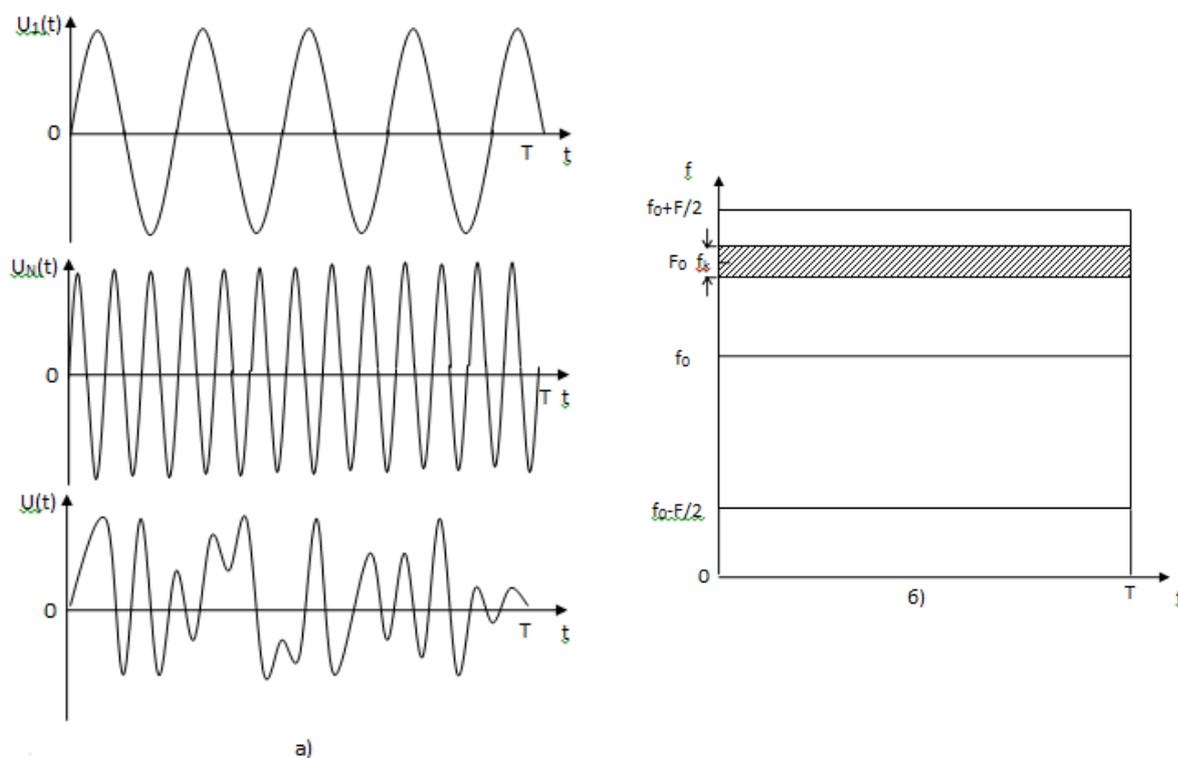


Рисунок 1.15 - Многочастотный сигнал и частотно-временная плоскость

На частотно-временной плоскости (рисунок 1.16б) штриховкой выделено распределение энергии одного элемента (импульса) ФМ сигнала. Все элементы перекрывают выделенный квадрат со сторонами  $F$  и  $T$ . База ФМ сигнала

$$B = FT = F/\tau_0 = N, \quad (1.12)$$

т.е.  $B$  равна числу импульсов в сигнале.

Возможность применения ФМ сигналов в качестве ШПС с базами  $B = 10^4 \dots 10^6$  ограничена в основном аппаратурой обработки. При использовании согласованных фильтров в виде приборов на ПАВ возможен оптимальный прием ФМ сигналов с максимальными базами  $B_{\max} = 1000 \dots 2000$ . ФМ сигналы, обрабатываемые такими фильтрами, имеют широкие спектры (порядка  $10 \dots 20$  МГц) и относительно короткие длительности ( $60 \dots 100$  мкс). Обработка ФМ сигналов с помощью видеочастотных линий задержки при переносе спектра сигналов в область видеочастот позволяет получать базы  $B = 100$  при  $F \approx 1$  МГц,  $T \approx 100$  мкс.

Весьма перспективными являются согласованные фильтры на приборах с зарядовой связью (ПЗС). Согласно опубликованным данным с помощью согласованных фильтров ПЗС можно обрабатывать ФМ сигналы с базами  $10^2 \dots 10^3$  при длительностях сигналов  $10^{-4} \dots 10^{-1}$  с. Цифровой коррелятор на ПЗС способен обрабатывать сигналы до базы  $4 \cdot 10^4$ .

Следует отметить, что ФМ сигналы с большими базами целесообразно обрабатывать с помощью корреляторов (на БИС или на ПЗС). При этом,  $B = 4 \cdot 10^4$  представляется предельной. Но при использовании корреляторов необходимо в первую очередь решить вопрос об ускоренном вхождении в синхронизм. Так как ФМ сигналы позволяют широко использовать цифровые методы и технику формирования и обработки, и можно реализовать такие сигналы с относительно большими базами, поэтому ФМ сигналы являются одним из перспективных видов ШПС.

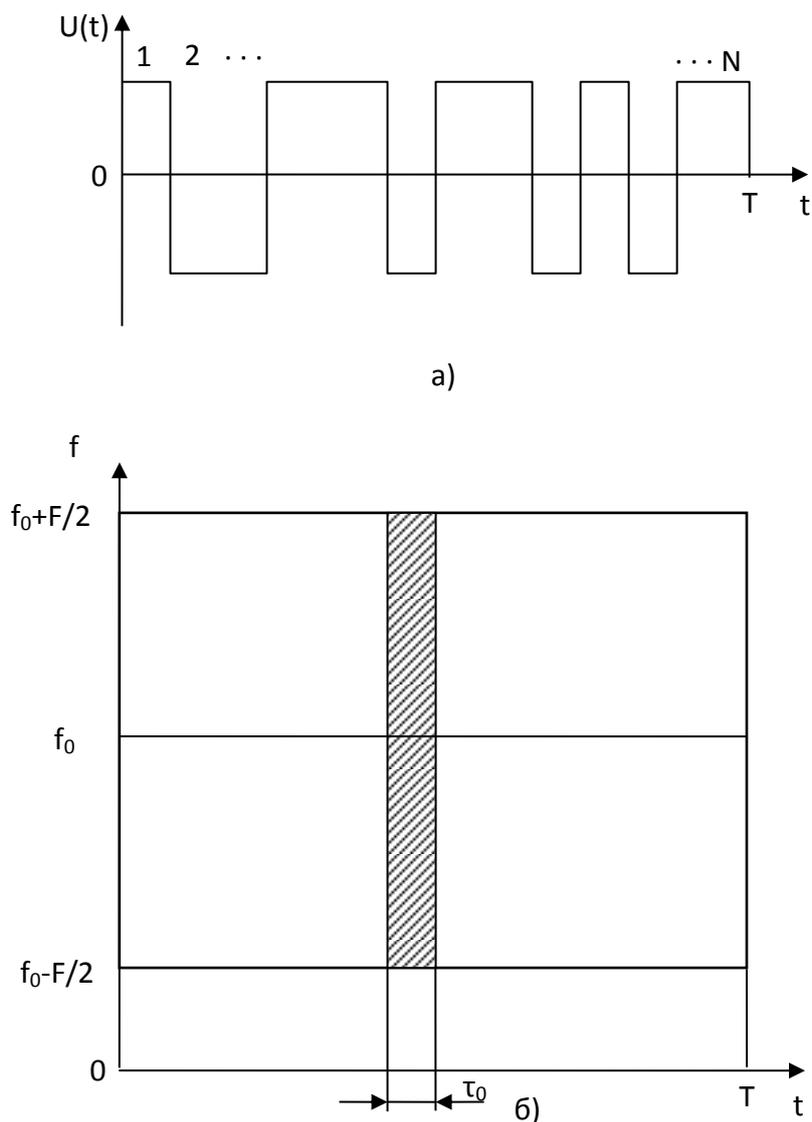


Рисунок 1.16 - Фазоманипулированный сигнал и частотно-временная плоскость

Дискретные частотные (ДЧ) сигналы представляют последовательность радиоимпульсов (рисунок 1.17а), несущие частоты которых изменяются по заданному закону. Пусть число импульсов в ДЧ сигнале равно  $M$ , длительность импульса равна  $T_0 = T/M$ , его ширина спектра  $F_0 = 1/T_0 = M/T$ . Над каждым импульсом (рисунок 1.17а) указана его несущая частота. На частотно-временной плоскости (рисунок 1.17б) штриховкой выделены квадраты, в которых распределена энергия импульсов ДЧ сигнала.

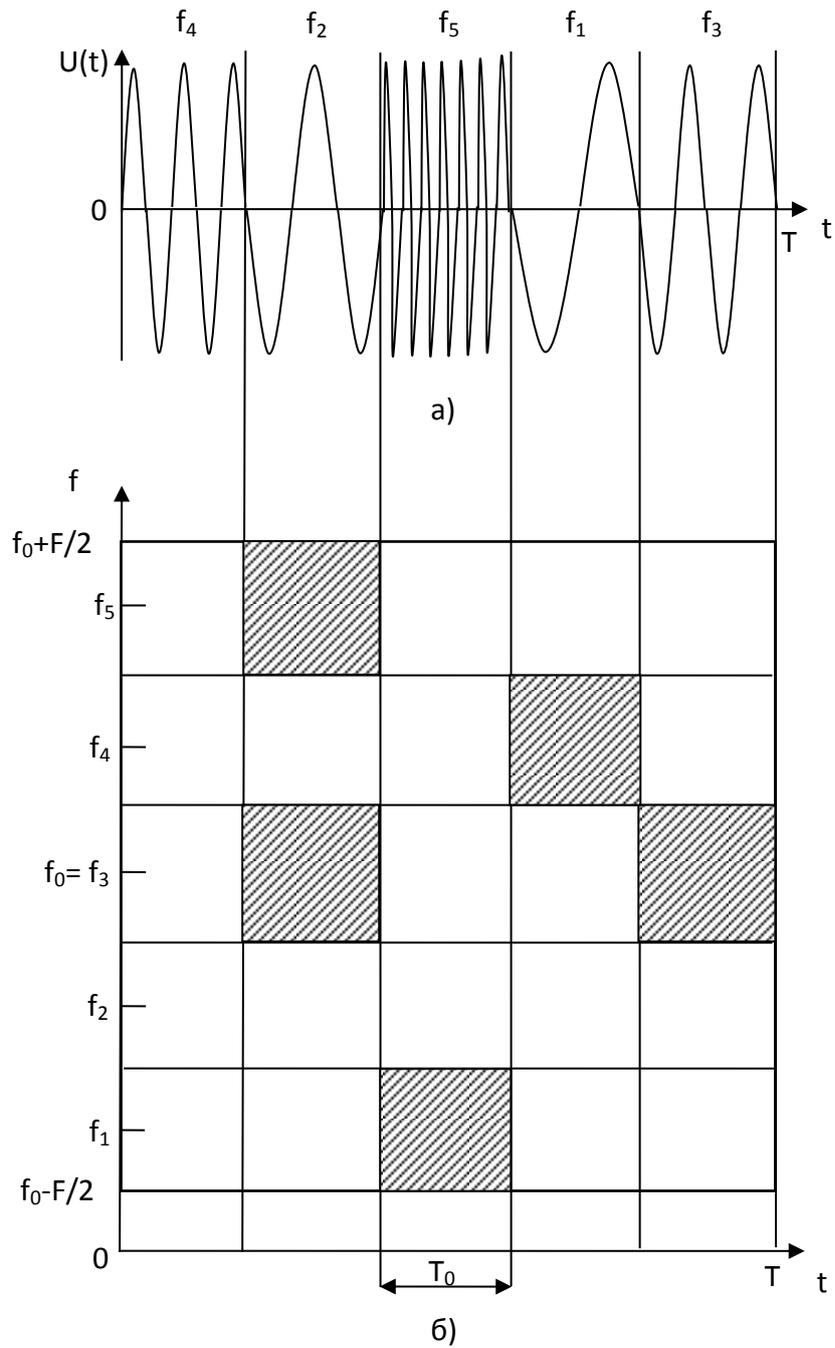


Рисунок 1.17 - Дискретный частотный сигнал и частотно-временная плоскость

Как видно из рисунка 1.17б, энергия ДЧ сигнала распределена неравномерно на частотно-временной плоскости. База ДЧ сигналов

$$B = FT = MF_0MT_0 = M^2F_0T_0 = M^2, \quad (1.13)$$

поскольку база импульса  $F_0T_0 = 1$ . Основное достоинство ДЧ сигналов: для получения необходимой базы  $B$  число каналов  $M = \sqrt{B}$ , т. е. значительно меньше, чем для МЧ сигналов. Именно это обстоятельство и обусловило внимание к таким сигналам и их применение в системах связи. Вместе с тем для больших баз  $B = 10^4 \dots 10^6$  использовать только ДЧ сигналы нецелесообразно, так как число частотных каналов  $M = 10^2 \dots 10^3$ , что представляется чрезмерно большим.

Дискретные составные частотные (ДСЧ) сигналы являются ДЧ сигналами, у которых каждый импульс заменен шумоподобным сигналом. На рисунке 1.18 а изображен видеочастотный ФМ сигнал, отдельные части которого передаются на различных несущих частотах. Номера частот указаны над ФМ сигналом. На рисунке 1.18б изображена частотно-временная плоскость, на которой штриховкой выделено распределение энергии ДСЧ сигнала. Рисунок 1.18б по структуре не отличается от рисунка 1.17б, но для рисунка 1.18б площадь  $F_0T_0 = N_0$  равна числу импульсов ФМ сигнала в одном частотном элементе ДСЧ сигнала. База ДСЧ сигнала

$$B = FT = M^2F_0T_0 = N_0M^2 \quad (1.14)$$

Число импульсов полного ФМ сигнала  $N=N_0M$ .

Изображенный на рисунке 1.18 ДСЧ сигнал содержит в качестве элементов ФМ сигналы. Поэтому такой сигнал сокращенно будем называть ДСЧ-ФМ сигнал. В качестве элементов ДСЧ сигнала можно взять ДЧ сигналы. Если база элемента ДЧ сигнала  $B = F_0T_0 = M_0^2$  то база всего сигнала  $B = M_0^2M^2$ . Такой сигнал можно сокращенно обозначать ДСЧ-ЧМ. Число частотных каналов в ДСЧ-ЧМ сигнале равно  $M_0M$ . Если ДЧ сигнал (см. рисунок 1.17), и ДСЧ-ЧМ сигнал имеют равные базы, то они имеют и одинаковое число частотных каналов. Поэтому особых преимуществ ДСЧ-ЧМ сигнал перед ДЧ сигналом не имеет. Но принципы построения ДСЧ-ЧМ сигнала могут оказаться полезными при построении больших систем ДЧ

сигналов. Таким образом, наиболее перспективными ШПС для систем связи являются ФМ, ДЧ, ДСЧ-ФМ сигналы.

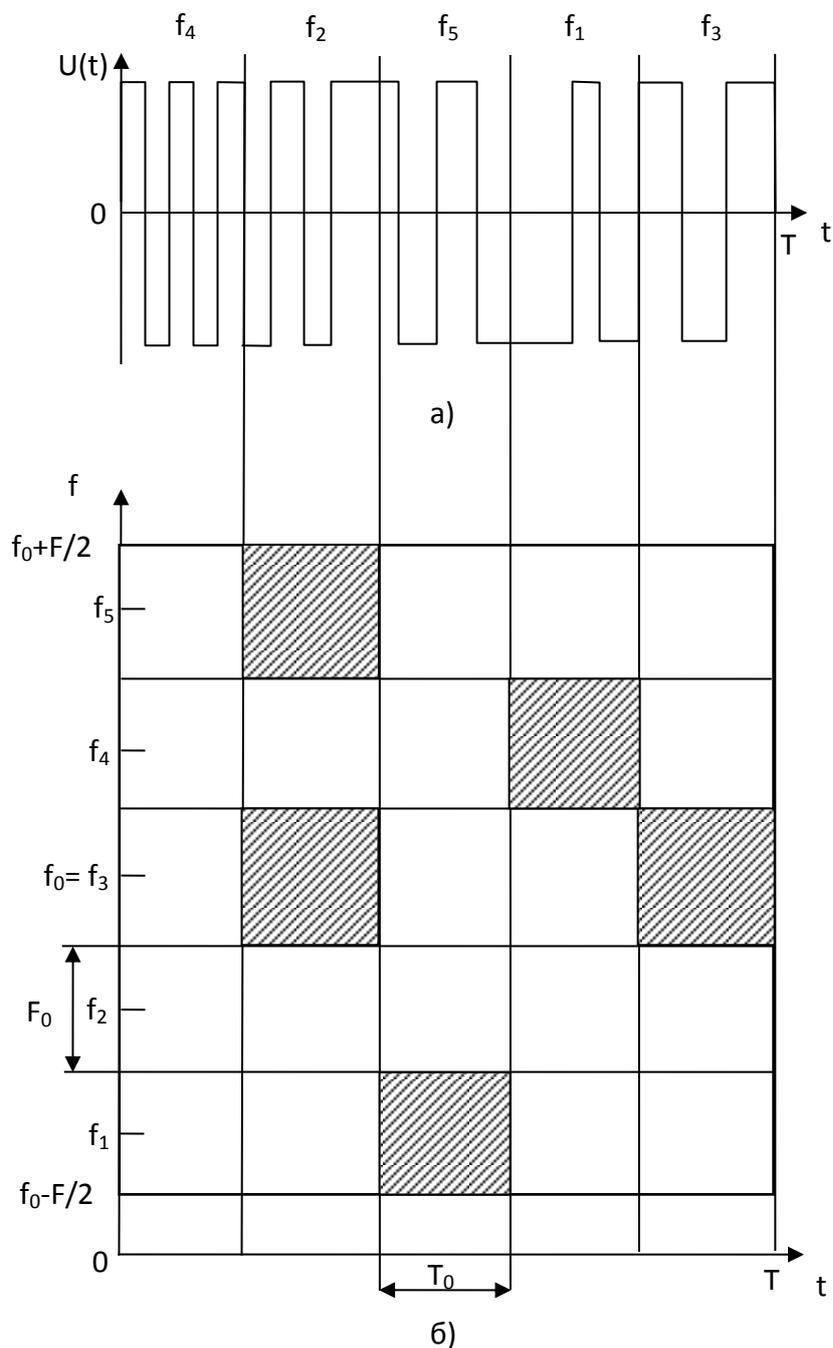


Рисунок 1.18 - Дискретный составной частотный сигнал с фазовой манипуляцией ДСЧ-ФМ и частотно-временная плоскость.

### 1.3 Выводы

Таким образом, проведенный анализ существующих подходов, использующихся в настоящее время для обеспечения информационного обмена с жителями северных районов России, позволил установить следующее:

- основным типом систем связи, применяемым для обеспечения информационного обмена в этих широтах, являются ССС;

- в качестве переносчиков информации в указанных системах применяются ШПС, образованные путем модуляции по фазе высокочастотного колебания по закону изменения псевдослучайных последовательностей, так называемые ФМ ПСП сигналы;

- обеспечение заданной достоверности приема ФМ ПСП сигналов в этом случае (наличие существенного доплеровского сдвига по частоте и непрерывное изменение расстояния между ретранслятором и наземными станциями) приводит к необходимости использования сложных систем поиска и синхронизации.

В связи с этим, в диссертационной работе предлагается для уменьшения временных затрат на подстройку частоты несущих колебаний при реализации информационного обмена с подвижными объектами, а также минимизации выделенных частотных ресурсов ССС использовать ШПС, построенных на основе сложных составных сигналов с линейной частотной модуляцией (ПС ЛЧМ).

## ГЛАВА 2 ВИДЫ СИНХРОНИЗАЦИИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

### 2.1 Особенности построения устройств синхронизации систем спутниковой связи с узкополосными канальными сигналами.

К устройствам систем синхронизации систем спутниковой связи с узкополосными канальными сигналами предъявляются следующие требования:

1. Высокая точность синхронизации. Допустимое относительное отклонение синхроимпульсов (тактовых импульсов) от моментов, соответствующих идеальной синхронизации,  $\varepsilon_{\text{доп}} = \pm 3\%$ .
2. Малое время вхождения в синхронизм как при первоначальном включении, так и после перерыва связи.
3. Сохранение синхронизма при наличии помех и кратковременных перерывов связи.
4. Независимость точности синхронизации от статистической структуры передаваемого сообщения.

Указанные требования противоречивы. Однако путём выбора рациональной структуры сигналов и выбора оптимальных параметров устройств синхронизации можно обеспечить требуемую точность синхронизации.

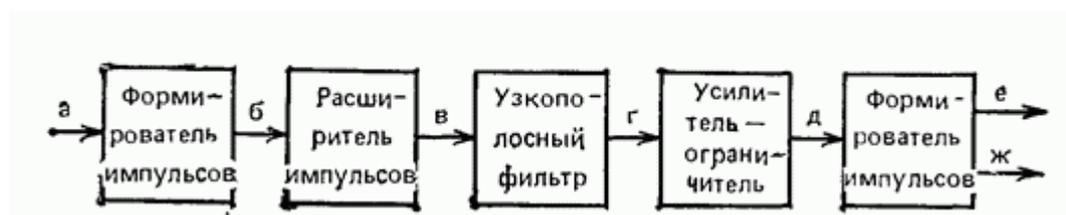


Рисунок 2.1 Структурная схема резонансного устройства поэлементной синхронизации.

Методы синхронизации по элементам. Классификация методов синхронизации.

Поэлементная синхронизация может быть обеспечена за счёт использования автономного источника – хранителя эталона времени и методов принудительной синхронизации. Первый способ применяется лишь в тех случаях, когда время сеанса связи, включая время вхождения в связь, не превышает время сохранения синхронизации. В качестве автономного источника можно использовать местный генератор с высокой стабильностью.

Методы принудительной синхронизации могут быть основаны на использовании отдельного канала (по которому передаются импульсы, необходимые для подстройки местного генератора) или рабочей (информационной) последовательности. Использование первого метода требует снижения пропускной способности рабочего канала за счёт выделения дополнительного синхроканала, поэтому на практике чаще всего используется второй метод.

По способу формирования тактовых импульсов устройства синхронизации с принудительной синхронизацией подразделяют на разомкнутые (без обратной связи) и замкнутые (с обратной связью).

В разомкнутых (резонансных) устройствах синхронизации (рисунок 2.1) синхросигналы (тактовые импульсы) выделяются непосредственно из информационной последовательности элементов (рисунок 2.2а).

Формирование синхроимпульсов обеспечивается на основе выделения из принятой последовательности элементов сигнала с частотой  $f = 1/\tau_0$  элементов (ЗМ) с помощью высокоизбирательных резонансных контуров с частотой настройки  $2f_T = 1/\tau_0$ . Для формирования частоты  $2f_T$  используют нелинейные преобразователи сигнала. На рисунке 2.1 приведена структурная схема резонансного устройства синхронизации, а на рисунке 2.2 временная диаграмма его работы.

Сигналы информационной последовательности поступают на формирователь импульсов, соответствующих фронтам единичный элементов

(рис.). Импульсы, соответствующие ЗМ, поступают на расширитель импульсов (одновибратор), который формирует сигналы длительностью  $\tau_0/2$ . С помощью узкополосного фильтра выделяется гармоническое колебание с частотой  $2f_T$ , которое усиливает и ограничивается усилителем-ограничителем устройства. Формирователь фронтов выделяет из полученных сигналов две серии импульсов (рисунок 2.2е, ж), совпадающих с началами и с серединами единичных элементов.

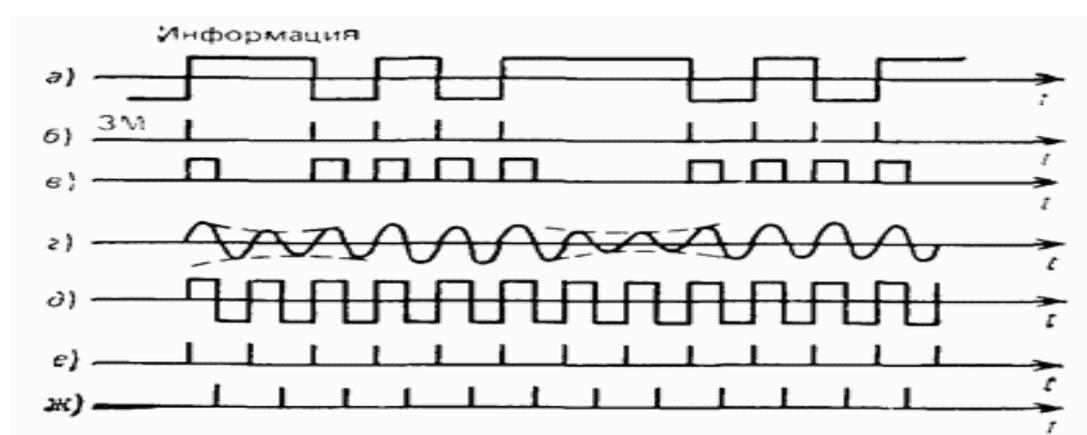


Рисунок 2.2 Временная диаграмма работы резонансного устройства поэлементной синхронизации.

В резонансных устройствах синхронизации основным узлом является резонансный узкополосный фильтр – колебательный контур. Каждый импульс, действующий на входе контура, вызывает на его выходе затухающее гармоническое колебание с частотой  $2f_T$ . Амплитуда напряжения на выходе контура зависит от частоты следования этих импульсов, т.е. от статистической структуры передаваемой последовательности. Наибольшее напряжение возникает при приёме последовательности вида 1:1. Случайные краевые искажения усредняются контуром. Период колебаний в контуре может рассматриваться как случайная величина с математическим ожиданием  $\alpha = \tau_0$  и дисперсией  $\sigma = f(\sigma, Q)$ , где  $\sigma$  – среднеквадратическое отклонение краевых искажений;  $Q$  – добротность фильтра. Прекращение поступления импульсов на входе контура при перерывах вызовет процесс затухания колебаний на его выходе. Если импульсы действуют с

интервалами, которые меньше времени затухания колебаний контура, то амплитуда на его выходе растёт до установившегося значения.

Время вхождения в синхронизм в резонансных системах при приёме комбинаций вида 1:1 составляет  $t_c = Q\tau_0$  при приёме текста  $t_c = 2Q\tau_0$ . Если через время  $t_c$  импульсы на контур не поступят, то колебания на его выходе затухнут полностью, что приведёт к прекращению работы всей аппаратуры в целом. С увеличением  $Q$  увеличивается точность синхронизации, девиация фазы синхроимпульсов при этом уменьшается. С другой стороны, увеличение  $Q$  приводит к росту времени синхронизации. Величина  $Q$  для разомкнутых систем берётся равной 80-120. При  $B=1200$  Бод  $t_c=83$  мс.

К достоинствам резонансных систем следует отнести простоту реализации, к недостаткам – сильную зависимость точности синхронизации от статистической структуры текста и искажений единичных элементов, нарушение синхронизма при кратковременных перерывах связи.

В настоящее время для уменьшения влияния статистической структуры текста на точность и время поддержания синхронизма используют скремблирование. При этом на передаваемую последовательность накладывают (заранее известную) псевдослучайную последовательность, а на приёме осуществляют вычитание данной последовательности из принятого сигнала. Устройства синхронизации такого типа находят применение в высокоскоростных системах передачи дискретных сообщений.

Замкнутые устройства синхронизации широко используются в низко- и среднескоростных системах связи.

Замкнутые устройства синхронизации разделяются на два подкласса: с непосредственным воздействием на задающие генератор синхроимпульсов и с косвенным воздействием.

Упрощённая структурная схема замкнутого устройства синхронизации изображена на рисунке 2.3

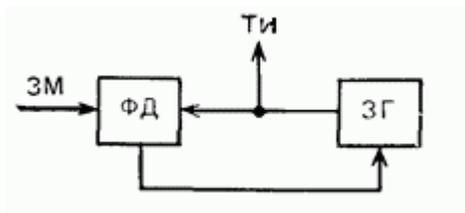


Рисунок 2.3 Структурная схема замкнутого устройства синхронизации

В фазовом дискриминаторе (ФД) осуществляется сравнение по фазе значащих моментов (ЗМ) принимаемого сигнала с тактовыми импульсами (ТИ), вырабатываемыми ЗГ. При расхождении по фазе вырабатывается управляющий сигнал, меняющий частоту ЗГ. При этом если ТИ появляются позже ЗМ (ЗГ «отстаёт»), то частота ЗГ увеличивается. Если ТИ появляются раньше ЗМ (ЗГ «спешит»), то частота ЗГ уменьшается.

Достоинством замкнутых устройств синхронизации с непосредственным воздействием на частоту генератора приёмника является относительная простота реализации, особенно на высоких скоростях работы. К недостаткам следует отнести небольшую точность синхронизации, трудность обеспечения высокой стабильности вследствие паразитных связей, возникающих за счёт подключения к контуру генератора реактивного элемента, выход из синхронизма системы при перерыве связи или при отсутствии ЗМ в принимаемой из канала последовательности, что может иметь место при передаче последовательности из одних нулей (единиц).

В устройствах синхронизации с косвенным управлением фаза подстраивается в промежуточном преобразователе ПП (рисунок 2.4), через который проходят импульсы от ЗГ.

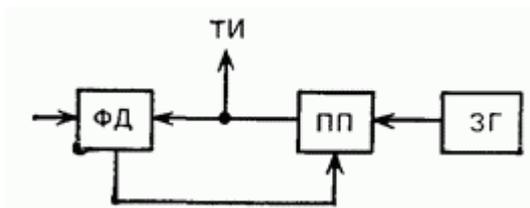


Рисунок 2.4 Структурная схема устройства с косвенным управлением частоты генератора

Устройства синхронизации без непосредственного воздействия делятся на два типа:

1. устройства, в которых промежуточное устройство представляет собой делитель частоты с переменным коэффициентом деления частоты;

2. устройства, в которых в процессе корректировки фазы производится добавление или вычитание импульсов на входе делителя частоты.

На рисунке 2.5 приведена структурная схема устройства синхронизации, использующего делитель частоты с переменным коэффициентом деления.



Рисунок 2.5 Структурная схема устройства синхронизации, использующего делитель частоты с переменным коэффициентом деления

Фазовый дискриминатор устройства производит сравнение временного положения ЗМ и вырабатываемых ТИ. На выходе появляются два сигнала управления, соответствующие опережению или отставанию тактовых импульсов от ЗМ информационного сигнала. В процессе корректирования фазы возможны только два состояния устройства: первое, когда ТИ приёмника смещены вправо относительно ЗМ, т.е. приёмник «отстаёт», второе, когда ТИ смещены влево относительно поступающих ЗМ, т.е. приёмник спешит.

## 2.2 Особенности построения устройств синхронизации систем спутниковой связи с широкополосными канальными сигналами

Наличие любой системы связи, в том числе и широкополосной, заключается в приёме (выделении) передаваемой информации. Приём ШПС, несущих информацию, в ШСС осуществляется и на фоне помех, т.е. для

приёма информации необходимо выделять ШПС из помех. Приём ШПС осуществляется с помощью оптимальных приёмников, минимизирующих вероятность ошибки. Структура оптимального приёмника зависит от вида передаваемой информации (фазовая или частотная манипуляция и т.п.) и от степени «известности» сигнала в точке приёма (когерентный или некогерентный приём и т.п.). В любом случае в состав оптимального приёмника входит согласованный фильтр или коррелятор и решающее устройство. Согласованный фильтр или коррелятор служат для оптимального приёма ШПС, а решающее устройство определяет символ передаваемой информации.

Так, например, в случае передачи и приёма двоичной информации с помощью противоположных сигналов (фазовая манипуляция – ФМ) оптимальный приёмник (рисунок 2.6) состоит из согласованного фильтра (СФ), решающего устройства (РУ) и синхронизатора (С).

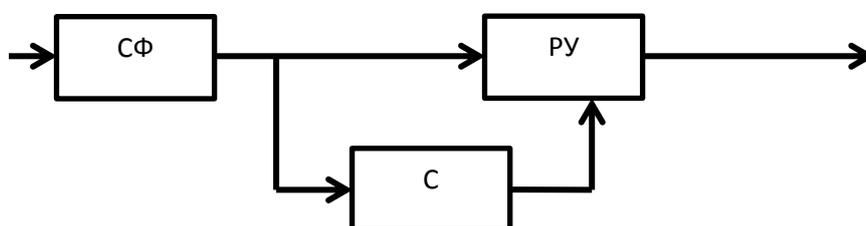


Рисунок 2.6 – Схема оптимального приёмника при неизвестной задержке сигнала.

Согласованный фильтр согласован с ШПС, который переносит информацию. Если используется ШПС  $u(t)$ , то импульсная характеристика согласованного фильтра

$$h(t) = au(t - T) \quad (2.1)$$

где  $a$  – некоторая постоянная,  $T$  – длительность ШПС. Для передачи «1» информации используется сигнал  $u(t)$ , для передачи «0» информации используется обратный (противоположный) сигнал  $-u(t)$ . Напряжение на

выходе согласованного фильтра представляет собой автокорреляционную функцию (АКФ) ШПС, с которым фильтр согласован. Максимум АКФ на выходе согласованного фильтра

$$\vartheta_{сф} = aE, \quad (2.2)$$

где  $E$  – энергия ШПС, а максимум имеет место в момент окончания ШПС. Решающее устройство должно в момент окончания сигнала принять решение: какой сигнал был передан  $u(t)$  или  $-u(t)$ , т.е. выдать решение, какой информационный символ (1 или 0), был передан. Но для этого, чтобы принять решение в момент окончания сигнала, надо знать (или предварительно измерить) момент прихода сигнала и момент его окончания. В теории оптимального приёма при определении структурных схем оптимальных приёмников сначала полагают, что все параметры принимаемого сигнала, в том числе и его запаздывание по времени, в точке приёма известны. В этом случае оптимальный приёмник для приёма ФМ действительно содержит только согласованный фильтр и решающее устройство. Но в реальных условиях в начале сеанса связи время запаздывания неизвестно. Его надо измерить и ввести в том или ином виде в решающее устройство.

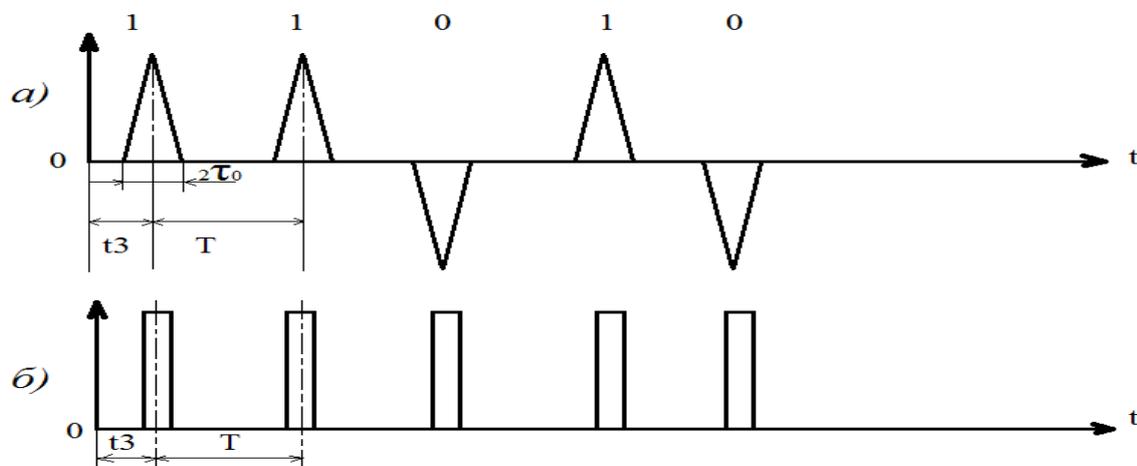


Рисунок 2.7 – Диаграммы, поясняющие порядок принятия решения (выделение информации).

На рисунке 2.7 а представлено напряжение на выходе согласованного фильтра  $U_{сф}$ .

Оно представляет собой последовательность АКФ сигнала  $U(t)$ . Для простоты изображения идеальные АКФ в виде треугольных импульсов с длительностью основания  $2\tau_0$ . Поскольку длительность ШПС равна  $T$ , то АКФ следуют с интервалом, равным  $T$ . Таким образом, база ШПС равна  $B = \frac{T}{\tau_0}$ . На рисунке 2.7а изображена передаваемая информационная последовательность 1 1 0 1 0, в соответствии с которой АКФ принимают либо положительное, либо отрицательное значение. Первая АКФ запаздывает относительно начала координат на время  $t_3$ . Поэтому решающее устройство должно принимать решение в моменты времени  $t_3, T + t_3, 2T + t_3$  и т.д. Если момент времени  $t_3$  неизвестен в месте приёма, а именно так и обстоит дело в реальных системах связи, то оптимальный приёмник должен помимо согласованного фильтра и коррелятора содержать также синхронизатор (С на рисунке 2.8), который измеряет время задержки  $t_3$  и определяет моменты времени  $t_3, T + t_3, 2T + t_3$  и т.д., в которые и принимаются решения. На рисунке 2.7б изображена последовательность синхроимпульсов  $u_c$ , которые с выхода синхронизатора подаются на решающее устройство. Длительность импульсов  $u_c$  должна быть много меньше длительности пика АКФ, а середина этих импульсов должна приходиться на максимум АКФ, что и позволяет принять решение о переданном информационном символе в момент окончания ШПС.

Таким образом, оптимальный приёмник при неизвестной задержке ШПС в точке приёма должен выполнять две функции:

- 1) Измерение времени задержки  $t_3$  ШПС в начале приёма информации (этот процесс называется также поиском ШПС по времени);

2) Создание меток времени, соответствующих окончанию ШПС, и обеспечение совпадение (синхронности) меток с центром АКФ на выходе согласованного фильтра (этот процесс называется синхронизацией ШПС).

Согласованный фильтр, как и все пассивные фильтры, является устройством, инвариантным к задержке ШПС: задержка АКФ равна задержке ШПС и при любой задержке ШПС на выходе согласованного фильтра всегда будет АКФ от ШПС на входе. Тем не менее, для приёма информации необходим синхронизатор, обеспечивающий поиск ШПС (точнее, поиск центрального пика АКФ) и последующую синхронизацию моментов окончания ШПС (максимумов АКФ) с отсчётными моментами.

Коррелятор является эквивалентом согласованного фильтра при приёме сигнала с известной задержкой с точки зрения помехоустойчивости приёма: и коррелятор, и согласованный фильтр обеспечивают одинаковую помехоустойчивость, но коррелятор не является устройством, инвариантным к задержке ШПС. Напряжение на выходе коррелятора

$$\vartheta_{\text{кор}} = a \int_{t_0}^{T+t_0} u(t - t_3)u(t - t_0)dt, \quad (2.3)$$

где  $t_3$  – время задержки ШПС на входе приёмника,  $t_0$  – время задержки опорного ШПС в генераторе относительно начала координат,  $a$  – постоянная. Лишь при  $t_3 = t_0$  напряжение на выходе коррелятора

$$\vartheta_{\text{кор}} = aE, \quad (2.4)$$

совпадает с максимумом, который имеет место на выходе согласованного фильтра. Но, если  $t_3 \neq t_0$ , то  $\vartheta_{\text{кор}} \approx 0$  (оно совпадает с соответствующим значением бокового типа АКФ), т.е. на выходе коррелятора максимума уже не будет. Поэтому и в корреляторе при неизвестном времени задержки необходимо производить его измерение.

На рисунке 2.8 представлена схема оптимального приёмника для приёма двух противоположных сигналов (ФМ), выполненного на основе коррелятора.

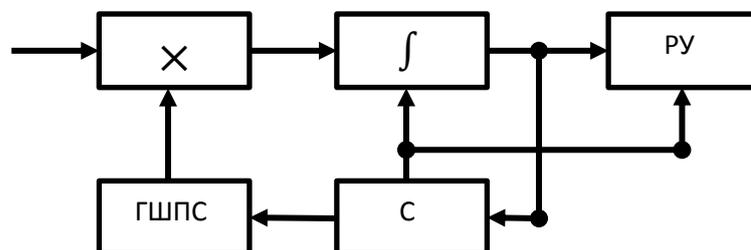


Рисунок 2.8 – Схема оптимального корреляционного приёмника с синхронизатором.

Он состоит из перемножителя ( $\times$ ), интегратора ( $\int$ ), генератора ШПС (ГШПС), решающего устройства (РУ) и синхронизатора (С). Перемножитель, интегратор и генератор представляют собой коррелятор, решающее устройство принимает решение об информационном символе, а синхронизатор обеспечивает поиск ШПС (измерение времени задержки  $t_3$ ) и последующую синхронизацию. Напряжение на вход синхронизатора поступает с интегратора. Если измеренное время задержки не совпадает с истинным (напряжение на выходе интегратора не превышает заранее установленный порог), то синхронизатор изменяет время задержки ШПС в генераторе ШПС. Кроме того, синхронизатор должен обеспечить включение и выключение интегратора (момент  $t_0$  и  $T + t_0$ ), а также подачу отсчётных импульсов на решающее устройство. Если длительность ШПС  $T$ , а длительность центрального пика АКФ  $\tau_0 = T/B$ , то всего имеется

$$B = T/\tau_0 \quad (2.5)$$

интервалов неопределённости по задержке. Поэтому в процессе поиска ШПС синхронизатор должен обеспечить перестройку задержки ШПС в генераторе от нуля до  $T - \tau_0$  с интервалом  $t_0$ . Как только задержка ШПС на

входе совпадает с задержкой ШПС в генераторе, напряжение на выходе интегратора превысит установленный порог и синхронизатор останавливает процесс поиска ШПС и переходит к осуществлению процесса синхронизации отсчётных моментов с моментами окончания ШПС, а решающее устройство начинает принимать решения о символах передаваемой информации.

Таким образом, и в оптимальном приёмнике с согласованным фильтром, и в оптимальном корреляционном приёмнике при неизвестной задержке ШПС необходим синхронизатор, который сначала осуществляет поиск ШПС, а затем синхронизацию. Основное отличие синхронизаторов обоих приёмников заключается в том, что синхронизатор корреляционного приёмника должен изменять задержку ШПС в ГШПС, а процесс поиска ШПС в корреляционном приёмнике осуществляется путём просмотра всех интервалов неопределённости. Поэтому время поиска ШПС в корреляционном приёмнике может в  $B$  раз превышать время поиска ШПС в оптимальном приёмнике с согласованным фильтром. При больших базах ШПС подобное увеличение времени поиска ШПС может быть чрезмерным, и поэтому необходимо применять методы более быстрого поиска ШПС. В то же время согласованные фильтры на большие базы являются очень сложными устройствами и их реализация затруднительна. Поэтому для обеспечения быстрого поиска ШПС и относительной простоты оптимальных приёмников на практике используются комбинированные методы приёма, основанные на совместном применении и согласованных фильтров (на малые базы), корреляторов.

Необходимо отметить, что синхронизаторы в оптимальных приёмниках, измеряющие время задержки ШПС, а затем осуществляющие синхронизацию, во многом подобны устройствам автоматического сопровождения по дальности (АСД), применяемые в радиолокационных станциях. В ШСС подобные устройства называются схемами слежения за задержкой (ССЗ) или схемами автоматической подстройки времени (АПВ).

Поэтому для анализа и синтеза оптимальных измерителей можно использовать методы, широко развитые в радиолокации.

В точке приёма может быть неизвестна и частота принимаемого сигнала. Неопределённость по частоте вызывается или нестабильностями частоты задающих генераторов передатчика и приёмника, или доплеровским смещением частоты из-за движения приёмника относительно передатчика, или тем и другим.

На рисунке 2.9 приведена частотно-временная плоскость, на которой заливкой отмечены части плоскости с распределённой энергией ШПС.

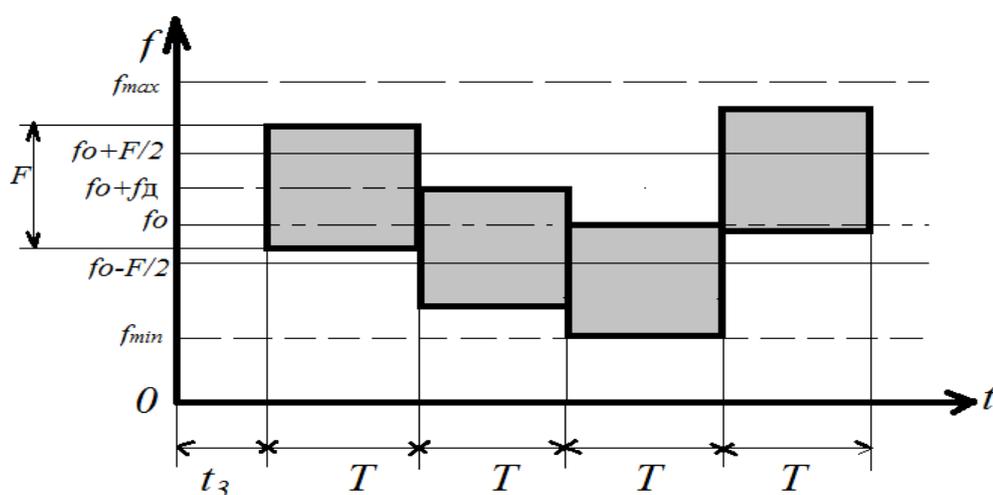


Рисунок 2.9 – Неопределённость ШПС по времени и по частоте.

Несущая частота ШПС равна  $f_0$ , его длительность  $T$ , а ширина спектра  $F$ . Неизвестная задержка первого ШПС равна  $t_3$ . Если несущая частота ШПС точно равнялась бы значению  $f_0$ , то энергия всех ШПС распределялась бы в полосе между значениями частот от  $f_0 - \frac{F}{2}$  до  $f_0 + \frac{F}{2}$ . Однако из-за доплеровского смещения частоты (а также из-за других возможных причин) несущие частоты ШПС могут отличаться друг от друга, что и отражено на рис. 15, на котором несущая частота первого ШПС равна  $f_0 + f_d$ , где  $f_d$  – доплеровское смещение частоты. При этом ШПС могут занимать полосу от

$f_{min} = f_0 - \frac{F}{2} - \frac{F_d}{2}$  до  $f_{max} = f_0 + \frac{F}{2} + \frac{F_d}{2}$ , где  $F_d$  – ширина частотного интервала, соответствующего доплеровскому смещению частоты.

Таким образом, при неизвестной задержке и неизвестной частоте синтезатор оптимального приёмника должен осуществить поиск ШПС по времени и по частоте, а затем обеспечить синхронизацию по этим параметрам, которые могут изменяться во времени. Поиск и синхронизация по частоте обеспечиваются устройствами автоматической подстройки частоты (АПЧ), в основе которых лежит фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ). Поэтому синхронизатор при неизвестных времени задержки и частоте ШПС должен содержать комбинации ССЗ и ФАПЧ.

Поиск и синхронизация ШПС является серьёзной проблемой теории и техники ШСС, поскольку быстрый поиск и устойчивая синхронизация обеспечивают надёжный приём информации. Несмотря на принципиальную ясность вопросов измерения и синхронизации, до сих пор многие вопросы поиска и синхронизации ШПС остаются открытыми. В первую очередь, не решена окончательно задача построения оптимального синхронизатора с максимальным быстродействием при минимальных потреблении мощности, массе и габаритов, обеспечивающего поиск и синхронизацию ШПС с большими и очень большими базами ( $B > 10^3 \dots 10^5$ ). В этом направлении известен ряд методов, но считать решённой эту задачу нельзя. Как следует из приведённых рассуждений, синхронизатор должен обеспечивать поиск ШПС, а затем его синхронизацию. Оба эти процесса происходят при воздействии шумов и помех (преднамеренных или системных). Поэтому и процесс поиска, и процесс синхронизации сопровождаются ошибками. Следовательно, необходимо так выбирать параметры синхронизатора, чтобы минимизировать ошибки измерения.

Специфика приемника широкополосного сигнала проявляет себя главным образом в операции сжатия спектра, требующей точного синхронизма местной широкополосной опоры с ПРС-кодом принятого

сигнала. Начальная (например, при первичной активации приемника) расстройка локального эталона по времени и частоте относительно принятого сигнала может оказаться достаточно большой. К числу факторов, обуславливающих подобное рассогласование, относятся автономность эталонов передающей и приемной сторон, широкий диапазон вариаций расстояния от передатчика до приемника, доплеровский сдвиг частоты, вызванный их взаимным движением и пр. Таким образом, связанные с синхронизацией действия приемника состоят в предварительной (до демодуляции данных) подстройке собственной сужающей опоры за счет измерения и компенсации указанного рассогласования. При этом в широкополосных системах требования к точности подобной синхронизации особенно высоки, так как при временном рассогласовании между ПРС-кодом и местной сжимающей опорой порядка длительности чипа или более никакого сжатия спектра, а значит, и последующей правильной демодуляции не произойдет. Имея это в виду, сосредоточим внимание на точном измерении запаздывания (или фазы кода) приходящего сигнала.

Можно видеть, что с теоретической точки зрения в задаче синхронизации по времени нет ничего нового: для согласования локальной опоры с принятым сигналом следует лишь измерить временной сдвиг  $t$  принятого сигнала относительно местного генератора. Затем, если необходимо, генератор приемника может быть скорректирован по времени и, тем самым, синхронизирован с принятым сигналом. В силу правила МП оптимальный измеритель должен формировать оценку  $\hat{t}$  этого параметра как запаздывание, максимизирующее корреляцию

$$z(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)s(t - \tau)dt \quad (2.6)$$

опорной копии расширяющего сигнала  $s^{(t-\tau)}$  с наблюдением  $y^{(t)}$ . Если же начальная фаза сигнала случайна и не содержит информации об

измеряемом значении  $\tau$ , аналогичная процедура производится относительно корреляций комплексных огибающих наблюдения и сдвинутых во времени копий расширяющего сигнала:

$$Z(\tau) = \left| \frac{1}{2} \dot{Y}(t) \dot{S}^*(t - \tau) dt \right| \quad (2.7)$$

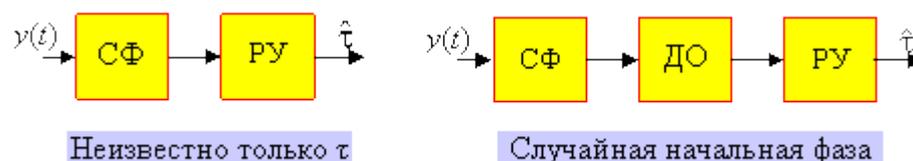


Рисунок 2.10 – Схемы реализации алгоритма синхронизации при известной и неизвестной начальной фазе передаваемого сигнала

Одним вариантом реализации данного алгоритма служит структура с согласованным фильтром (СФ), воспроизводящая  $z(\tau)$  в реальном времени, а также детектор огибающей (ДО) и решающее устройство (РУ), фиксирующее момент достижения максимума напряжением на его входе. В реальном времени этот момент смещен относительно оценки  $\tau$  на известную величину длительности сигнала  $T$  (см. рисунок 2.11).

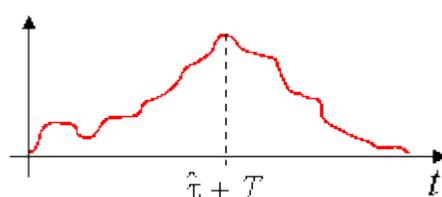


Рисунок 2.11 – Максимальное значение напряжения на входе решающего приёмника

В плане технического воплощения эта схема применительно к широкополосному сигналу большой длины может оказаться, однако, не лучшим выбором, требуя выполнения  $N$  операций суммирования в течение длительности одного чипа. При достаточно большом значении выигрыша от

обработки и широкой полосе  $W$  данное условие может привести к чрезмерным требованиям к быстродействию цифрового фильтра.

Рассмотрим систему с прямым расширением спектра, в которой приемной стороне постоянно доступен «чистый» (не модулированный потоком данных  $B_k(t)$ ) расширяющий сигнал. Для многих реальных ситуаций подобное предположение является вполне оправданным благодаря наличию специального *пилотного* канала, способствующего установлению синхронизации.

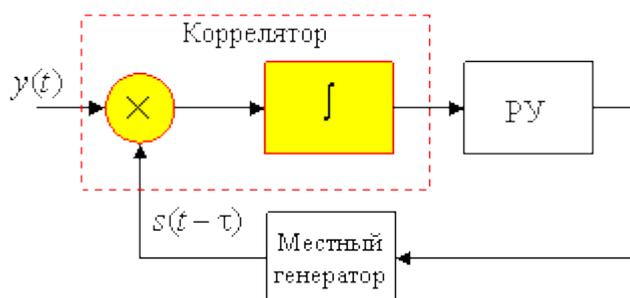


Рисунок 2.12 – Система с прямым расширением спектра

Пусть вычисление корреляции  $z(\tau)$  или  $Z(\tau)$  осуществляется с помощью коррелятора, а не согласованного фильтра. Одиночный коррелятор способен вычислить за один раз только единственное значение корреляции наблюдения и местной копии сигнала, имеющей некоторый конкретный временной сдвиг, так что измерение рассогласования во времени может быть выполнено только последовательно. Если уровень корреляции мал (ниже некоторого установленного порога), то поисковая система изменяет величину задержки сигнальной копии и переходит к проверке следующей корреляции. Подобные операции продолжаются до тех пор, пока величина задержки сигнальной копии не приблизится к истинному значению, что обеспечит высокий (превышающий порог) уровень корреляции. Данная стратегия получила название последовательного поиска и для видеосигнала  $s(t)$  может быть реализована структурой, показанной на рисунке слева. Если же рассматривается радиосигнал со случайной фазой, то операция умножения в корреляторе осуществляется над комплексными огибающими и перед

подачей на вход решающего устройства результат интегрирования берется по абсолютной величине. Для каждого значения  $\tau$  решающее устройство сравнивает текущую корреляцию с порогом, а затем либо сигнализирует об окончании поиска и установлении истинного значения задержки в опорном сигнале в случае превышения порога, либо предписывает местному генератору увеличить фазу реплики  $s(t-\tau)$  на его выходе и перейти к следующей попытке с обновленным значением  $\tau$ .

Иллюстрацией упомянутым шагам поиска служит рисунок 2.13, на котором приведены диаграммы, отвечающие последовательному поиску периодического расширяющего кода  $\{\dots++++\dots\}$  с  $N=4$  в условиях пренебрежимо малого уровня шума и при интервале интегрирования, равном одному периоду (в реальных системах этот интервал может быть как меньше, так и больше величины  $N\Delta$ ).

Серьезным недостатком этого метода является большое время, затрачиваемое на последовательно вычисляемые корреляции. Действительно, по сравнению со стратегией на основе согласованного фильтра время, затрачиваемое на последовательную процедуру, увеличивается примерно в число шагов раз. В свою очередь число шагов равно или больше интервала неопределенности  $M$ , так что полное время поиска может быть грубо оценено как

$$T_s \geq MT_d = MN_d\Delta \quad (2.8)$$

где  $T_d$  – время интегрирования (анализа) на шаг процедуры, а  $N_d\Delta$  – аналогичная характеристика, выраженная в числе длительностей чипа  $T_d = N_d\Delta$ .

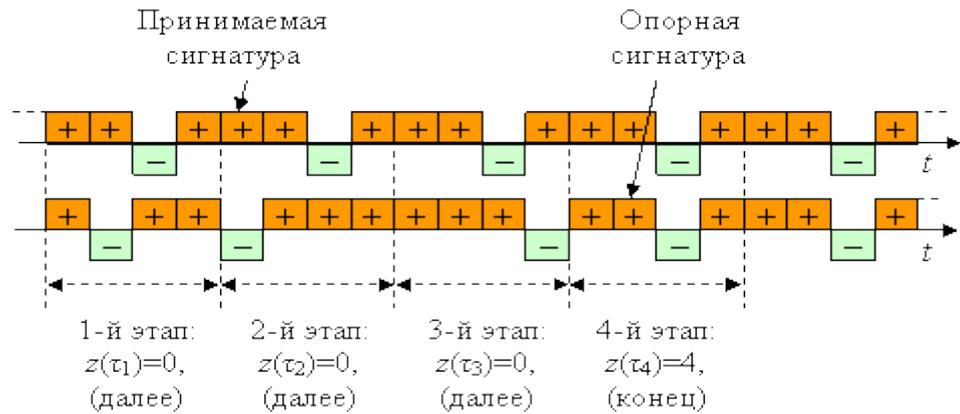


Рисунок 2.13 – Поиск соответствия принимаемой и опорной сигнатур

Как правило, в широкополосных системах отношение сигнал-шум на чип достаточно мало. Характерным может считаться значение в -40дБ. В то же время для обеспечения надежности в принятии решения отношение сигнал-шум на входе РУ должно быть порядка 10 дБ. Последнее означает, что интегрирование осуществляется на интервале в  $N_d = 10^5$  чип. При типичной длительности чипа  $\Delta = 1$  мксек и числе шагов процедуры поиска  $M = 10^4$  получаем, что  $T_s \geq 1000$  сек, которое, конечно, нельзя считать допустимым.

Существуют различные методы ускорения процедуры поиска. Наиболее употребляемой является стратегия, сочетающая комбинацию *последовательного анализа* в ячейке (т.е. при конкретном значении  $t$ ) с *последовательно-параллельной* схемой поиска. Первый термин означает, что анализ в каждой ячейке осуществляется за несколько (как правило, два) этапов. На первом из них достаточно низкий порог гарантирует малую вероятность пропуска сигнала, несмотря на малое время анализа  $T_{d1}$ . В то же время *вероятность ложной тревоги* оказывается значительно больше той, что была бы приемлема в ранее описанном одноэтапном методе.

Благодаря сокращенному времени анализа  $T_{d1}$  ложные ячейки в среднем просматриваются быстро, однако довольно многие из них (до 10% и даже более) принимаются за истинные. Для отсеивания ложных ячеек, ошибочно признанных истинными на первом этапе, организуется второй этап с гораздо

большой надежностью, чем первый. Это достигается соответствующим выбором параметров: большего времени анализа  $T_{d2}$  и более высокого порога, обеспечивающих полные (совместно с первым этапом) вероятности ошибок на ячейку, необходимые для получения требуемой вероятности правильного завершения поиска. Подобный подход обеспечивает выигрыш во времени поиска в 2-4 раза.

Второй термин означает использование в процедуре поиска набора параллельных корреляторов, работающих автономно и сканирующих каждый свою часть области неопределенности. В этом случае исходная зона поиска попросту разбивается на  $n_c$  подобластей, каждая из которых включает  $M/n_c$  ячеек, где  $n_c$  – число параллельных корреляторов, и соответственно время поиска уменьшается в  $n_c$  раз. Последовательно-параллельные схемы весьма характерны для реального оборудования и особенно эффективны при наличии таких аппаратных узлов, которые, присутствуя в приемнике по необходимости, в ходе поиска свободны от своей основной нагрузки.

Также стоит уделить внимание присутствующим проблемам, связанным с доплеровским смещением частоты.

Эффект Доплера — изменение частоты и, соответственно, длины волны излучения, воспринимаемое наблюдателем (приёмником), вследствие движения источника излучения и/или движения наблюдателя (приёмника).

Для волн (например, звука), распространяющихся в какой-либо среде, нужно принимать во внимание движение как источника, так и приёмника волн относительно этой среды. Для электромагнитных волн (например, света), для распространения которых не нужна никакая среда, в вакууме имеет значение только относительное движение источника и приёмника.

Если источник волн движется относительно среды, то расстояние между гребнями волн (длина волны  $\lambda$ ) зависит от скорости и направления движения. Если источник движется по направлению к приёмнику, то есть догоняет испускаемую им волну, то длина волны уменьшается, если удаляется — длина волны увеличивается:

$$\lambda = \frac{2\pi(c-v)}{\omega_0} \quad (2.9)$$

где  $\omega_0$  — угловая частота, с которой источник испускает волны,  $c$  — скорость распространения волн в среде,  $v$  — скорость источника волн относительно среды (положительная, если источник приближается к приёмнику и отрицательная, если удаляется).

Частота, регистрируемая неподвижным приёмником:

$$\omega = 2\pi \frac{c}{\lambda} = \omega_0 \frac{1}{(1-\frac{v}{c})} \quad (2.10)$$

Аналогично, если приёмник движется навстречу волнам, он регистрирует их гребни чаще и наоборот. Для неподвижного источника и движущегося приёмника

$$\omega = \omega_0 \left(1 + \frac{u}{c}\right) \quad (2.11)$$

где  $u$  — скорость приёмника относительно среды (положительная, если он движется по направлению к источнику).

Подставив вместо  $\omega_0$  значение частоты  $\omega$ , получим формулу для общего случая:

$$\omega = \omega_0 \frac{(1+\frac{u}{c})}{(1-\frac{v}{c})} \quad (2.12)$$

Эффект Доплера проявляется для мобильного приемника в том, что частота принимаемых колебаний будет увеличиваться, если приемник движется в сторону передатчика, и уменьшается, если приемник удаляется.

Величина сдвига частоты  $\pm f_d$  принимаемого сигнала зависит от скорости движения  $\vartheta$ , частоты сигнала  $f_0$  и угла  $\alpha$  направления на передатчик:

$$f_d = \vartheta f_0 \cos \alpha \quad (2.13)$$

Эффект изменения частоты приводит к паразитной девиации частоты, называемой доплеровским рассеянием. Из-за доплеровского рассеяния в точке приема спектр несущей частоты окажется "размазанным" в полосе  $\Delta f = f_0 \pm f_d$  и значение несущей частоты станет нестабильным во времени. В случае использования когерентных методов приема появляются частотные искажения. Учитывая неравномерный характер движения и неровный характер местности, происходит дополнительное изменение амплитуды и фазы принимаемого сигнала по случайному закону. В итоге в точке приема происходят селективные замирания. Вводят еще параметр время когерентности  $C_d = 1/f_d$ , которое определяется как интервал времени, в пределах которого величина коэффициента корреляции значений огибающей не менее 0,9.

Эффект Доплера проявляется не только в изменении частоты несущей, но и в деформации передаваемого спектра. Для уменьшения влияния доплеровского сдвига частоты в приемниках устанавливают достаточно широкополосные входные фильтры и системы АПЧ. Компенсация эффекта Доплера может быть достигнута за счет введения в систему связи устройства с управляемой задержкой группового или ВЧ сигнала. Управление задержкой может осуществляться либо по программе, либо по пилот-сигналу.

На линии связи через идеально геостационарный спутник доплеровский сдвиг частоты не возникает, что является несомненным преимуществом таких ИСЗ. Однако, как уже было сказано, реальный ИСЗ, выведенный на геостационарную орбиту, не остается неподвижным относительно Земли, а описывает сложные фигуры около заданной точки (см., например, рис. 1.6),

тем большего размаха, чем больше не идеальность параметров орбиты и чем реже осуществляется их коррекция. Расчет эффекта Доплера при этом требует довольно громоздких вычислений, хотя принципиально несложен, если траектория ИСЗ известна.

Анализ реальных геостационарных ИСЗ показывает, что доплеровский сдвиг частоты составляет обычно не более  $10^{-8}$ . Чтобы судить о том, приемлемо ли это значение, следует рассмотреть, как сказывается сдвиг частоты на работе линий связи. Доплеровский сдвиг проявляется прежде всего как дополнительная частотная нестабильность несущей частоты ретранслированных спутником колебаний, добавляющаяся к частотной нестабильности аппаратуры ИСЗ и ЗС. Для большинства передаваемых по спутниковым линиям сообщений—программ телевидения, сигналов телефонии и др. — такая дополнительная нестабильность не имеет практического значения, и может сказаться лишь при передаче особо узкополосных сигналов.

Однако особенности территориального расположения Российской Федерации вызывают необходимость использовать для доведения информации жителям Севера космических аппаратов (КА) на ВЭО, для которых характерна большая скорость движения КА относительно наземных абонентов, достигающая нескольких километров в секунду. В этом случае доплеровский сдвиг частот может существенно ухудшить условия радиосвязи, поскольку для обеспечения приёма смещённого по частоте сигнала приходится расширять полосу пропускания приёмника, что приводит к необходимости увеличения мощности передатчика с целью сохранения необходимого отношения сигнал/шум.

Для прохождения сигнала без искажений полосу пропускания необходимо расширить на величину двойного значения максимального доплеровского сдвига. Удвоенное значение объясняется тем, что смещение несущей частоты может быть положительным или отрицательным, в

зависимости от направления движения КА: приближается или удаляется спутник относительно абонента.

Известно, что значительные величины частотного сдвига могут привести к потере информации в ходе приёма. Поскольку движение КА по ВЭО, и динамика возникающего при этом частотного сдвига, носят нелинейный характер, для осуществления автоподстройки приёмного устройства должны предъявляться требования по обеспечению необходимого диапазона и скорости перестройки частоты.

При расчете эффекта Доплера в спутниковой связи следует учитывать сложное взаимное движение ИСЗ и ЗС на участках линии —вверх (ЗС— ИСЗ) и вниз (ИСЗ —ЗС), причем на этих участках доплеровский сдвиг может быть различным по величине и даже по знаку. Наибольший суммарный сдвиг создается на линии связи между относительно близко расположенными ЗС, поскольку в этом случае сдвиг на обоих участках примерно одинаков и на линии связи удваивается.

На быстро движущихся ИСЗ доплеровский сдвиг частоты может достигать больших значений (до  $(1...2) \cdot 10^{-3}$  на отдельных участках орбиты ИСЗ «Молния»).

### **2.3 Выводы**

Проведенный выше анализ показывает, что одной из основных проблем организации эффективного удаленного информационного обмена является обеспечение минимизации временных затрат на процессы поиска и синхронизации используемых канальных сигналов. В результате созданы различные методы и алгоритмы поиска и синхронизации канальных сигналов, до определенной степени позволяющие уменьшить указанные затраты. Вместе с тем необходимо отметить недостаточную эффективность существующих подходов, в частности, они не позволяют обеспечить минимально возможные временных затрат на процессы поиска и синхронизации используемых канальных сигналов.

В связи с этим, диссертационной работе предлагается алгоритм цикловой синхронизации сложных сигналов с ЛЧМ, позволяющий минимизировать время вхождения в синхронизм за счет учета особенностей структуры обрабатываемых сигналов.

# ГЛАВА 3 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ЦИКЛОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

## 3.1 Выбор широкополосного канального сигнала для реализации алгоритма цикловой синхронизации

Эффективность применения того или другого класса сигналов в ССС, при нахождении ретранслятора на ВЭО, оценивается на основе исследования их функции неопределенности[4], которая является двумерной функцией  $\chi(\tau, f)$ , представляющая собой зависимость величины отклика согласованного фильтра на сигнал, сдвинутый по времени на  $\tau$  и по частоте на  $\Delta f$  относительно сигнала  $s(t)$ , согласованного с этим фильтром. Иными словами, она характеризует степень различия откликов фильтра на сигналы с различной временной задержкой (дальность) и частотой (радиальная скорость). В общем виде функция неопределенности представляет собой корреляционный интеграл:

$$\chi(\tau, \Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t - \tau)e^{i2\pi\Delta ft} dt, \quad (3.1)$$

Для ПС ЛЧМ сигналов, которые в математическом виде могут быть записаны следующим образом:

$$s(t) = \begin{cases} S_0 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} v_{l+1} \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - l \frac{T}{N}}{T_0} \right\} \cdot \exp \left[ j \cdot \left( \omega_0 \cdot \left( t - l \frac{T}{N} \right) + \frac{\mu \left( t - l \frac{T}{N} \right)^2}{2} \right) \right] + \\ + S_0 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} (1 - v_{l+1}) \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - l \frac{T}{N} - \tau_0}{T_0} \right\} \cdot \exp \left[ j \cdot \left( \omega_0 \left( t - l \frac{T}{N} - \tau_0 \right) + \frac{\mu \left( t - l \frac{T}{N} - \tau_0 \right)^2}{2} \right) \right]; \\ 0, \text{ i\ddot{d}e} \left[ \frac{N-1}{N} \cdot T + T_0 + (1 - v_N) \cdot \tau_0 \right] < t < 0 \end{cases}; \quad (3.2)$$

где  $S_0$  – амплитуда огибающей сигнала, в дальнейшем постоянная величина, равная 1;

$v_{l+1}$  – коэффициент, характеризующий состояние ПСП и принимающий значения +1 или 0;

$\omega_0$  – средняя частота ЛЧМ радиоимпульса;

$T$  – длительность информационной посылки;

$T_0$  – длительность ЛЧМ радио-импульса;

$\tau_0$  – величина задержки между началом ЛЧМ радиоимпульса и началом элемента ПСП, соответствующего нулевым значениям коэффициентов  $v_{l+1}$ ;

$\text{rect}(x)$  – прямоугольная «срезающая» функция, определяемая выражением:  $\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & \text{при } 0 \leq x \leq 1; \\ 0, & \text{при других } x. \end{cases}$

$\mu$  – крутизна модуляционной характеристики ЛЧМ радиоимпульса (скорость изменения частоты), связанная с его девиацией частоты  $\Delta F$  и длительностью  $T_0$  соотношением  $\mu = 2 \cdot \pi \cdot \Delta F / T_0$ .

Огибающая ФН ПС ЛЧМ сигнала имеет вид:

$$\chi(\tau, F_0) = \frac{1}{2\sqrt{E_i E_j}} \left\{ \sum_{l=0}^{N_i-1} \sum_{q=0}^{N_j-1} v_{l+1}^i v_{q+1}^j \frac{\sin \left\{ \frac{(\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j}) + 2\pi F_0) T_0}{2} \left( 1 - \frac{|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j}}{T_0} \right) \right\}}{\frac{\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j}) + 2\pi F_0}{2}} \right\} \cdot \exp(j(\omega_0(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i}) + \pi F_0(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i}) + \pi \Delta F(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i}))) + \sum_{l=0}^{N_i-1} \sum_{q=0}^{N_j-1} v_{l+1}^i (1 - v_{q+1}^j) \frac{\sin \left\{ \frac{(\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} + \tau_0) + 2\pi F_0) T_0}{2} \left( 1 - \frac{|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} + \tau_0}{T_0} \right) \right\}}{\frac{\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} + \tau_0) + 2\pi F_0}{2}} \right\} *$$

$$\begin{aligned}
& * \exp(j(\omega_0(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i} + \tau_0) + \pi F_\delta(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i} + \tau_0) + \pi \Delta F(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i} + \tau_0))) + \sum_{l=0}^{N_i-1} \sum_{q=0}^{N_j-1} (1 - \nu_{l+1}^i) \nu_{q+1}^j * \\
& * \frac{\sin \left\{ \frac{(\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} - \tau_0) + 2\pi F_\delta) T_0}{2} \left( 1 - \frac{|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} - \tau_0}{T_0} \right) \right\}}{\frac{\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} - \tau_0) + 2\pi F_\delta}{2}} * \exp(j(\omega_0(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i} - \tau_0) + \pi F_\delta(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i} - \tau_0) + \\
& + \pi \Delta F(q \frac{T}{N_i} - l \frac{T}{N_j} - \tau_0))) + \sum_{l=0}^{N_i-1} \sum_{q=0}^{N_j-1} (1 - \nu_{l+1}^i) (1 - \nu_{q+1}^j) \frac{\sin \left\{ \frac{(\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j}) + 2\pi F_\delta) T_0}{2} \left( 1 - \frac{|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j}}{T_0} \right) \right\}}{\frac{\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j}) + 2\pi F_\delta}{2}} * \\
& * \exp(j(\omega_0(q \frac{T}{N_i} - l \frac{T}{N_j}) + \pi F_\delta(q \frac{T}{N_i} - l \frac{T}{N_j}) + \pi \Delta F(q \frac{T}{N_i} - l \frac{T}{N_j}))).
\end{aligned} \tag{3.3}$$

Необходимо отметить, что слагаемые в (3.3) существуют при следующих значениях  $\tau$ :

- 1) первое и четвертое слагаемые – при  $l \frac{T}{N_i} - q \frac{T}{N_j} - T_0 \leq \tau \leq l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} + T_0$ ,
- 2) второе слагаемое – при  $l \frac{T}{N_i} - q \frac{T}{N_j} - \tau_0 - T_0 \leq \tau \leq l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} + T_0 - \tau_0$ ,
- 3) третье слагаемое – при  $l \frac{T}{N_i} - q \frac{T}{N_j} + \tau_0 - T_0 \leq \tau \leq l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} + T_0 + \tau_0$ .

На основании расчетов по формуле (3.3), было установлено, что характер изменения огибающей ФН ПС ЛЧМ сигналов, типичные примеры которых представлены на рисунках 3.1-3.4, не имеет каких-либо особенностей, определенных видом модуляции, и совпадает с огибающей ФН «обычного ЛЧМ сигнала», который, как известно [31,38,46,48], инвариантен

к доплеровскому рассогласованию частоты в пределах реальных ее изменений.

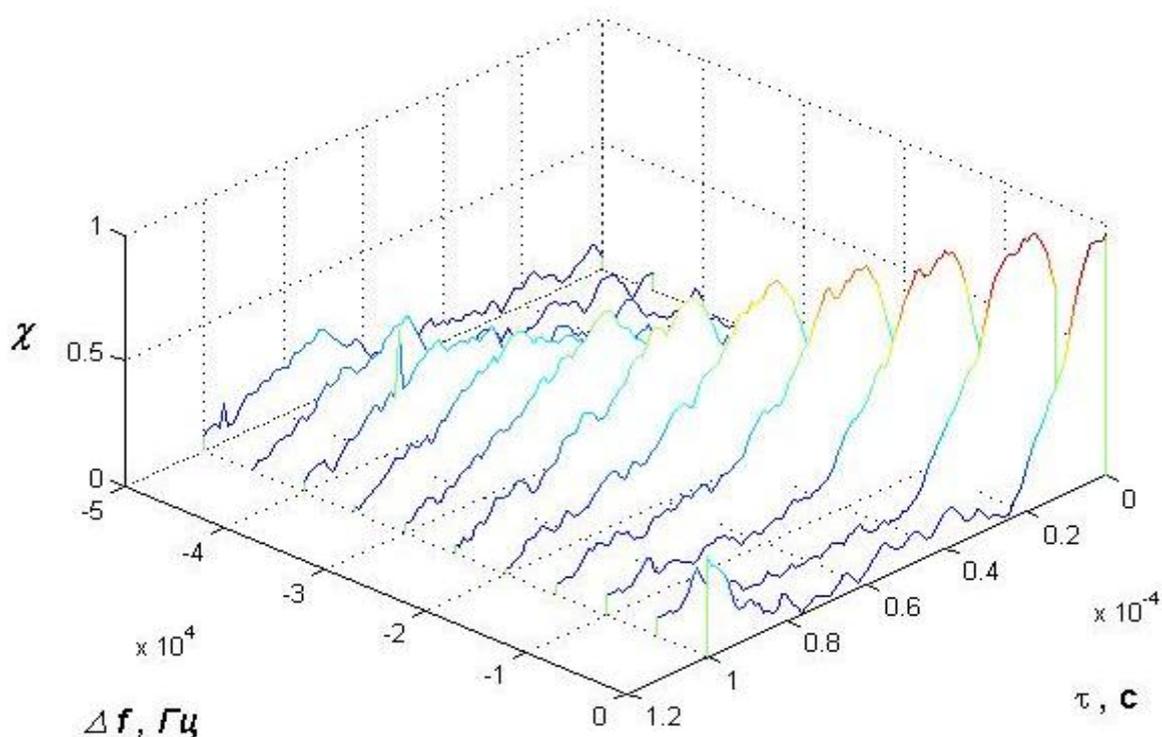


Рисунок 3.1 – Функция неопределенности ПС ЛЧМ сигнала при значении базы ЛЧМ радиоимпульса  $\Delta F * T_o = 100, N = 17$ .

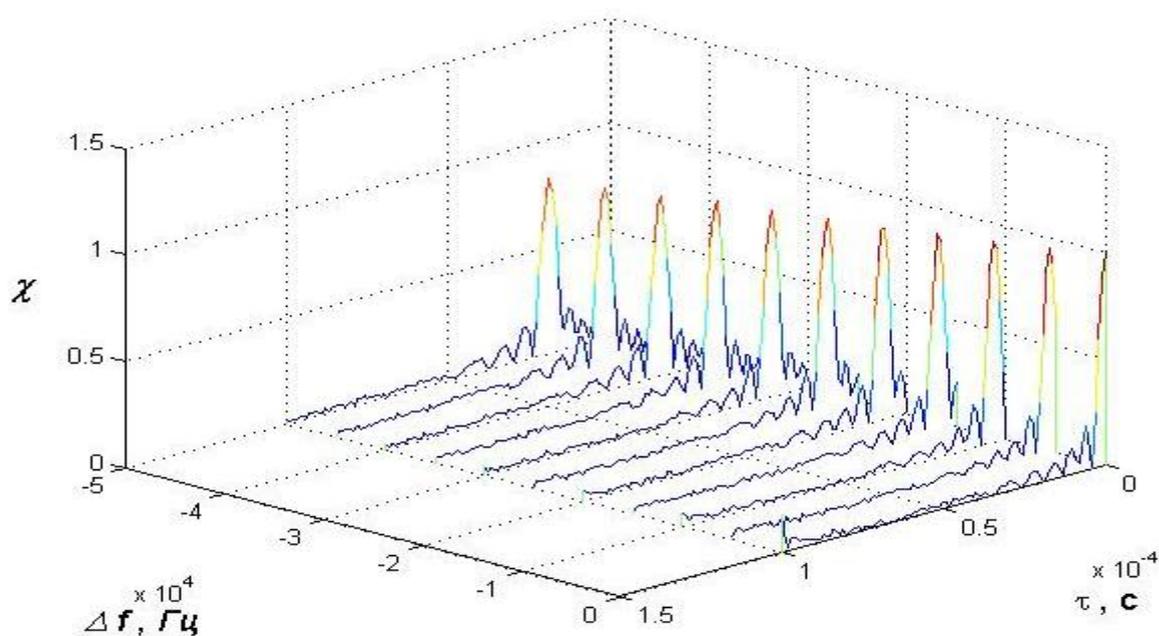


Рисунок 3.2 – Функция неопределенности ПС ЛЧМ сигнала при значении базы ЛЧМ радиоимпульса  $\Delta F * T_o = 500, N = 17$ .

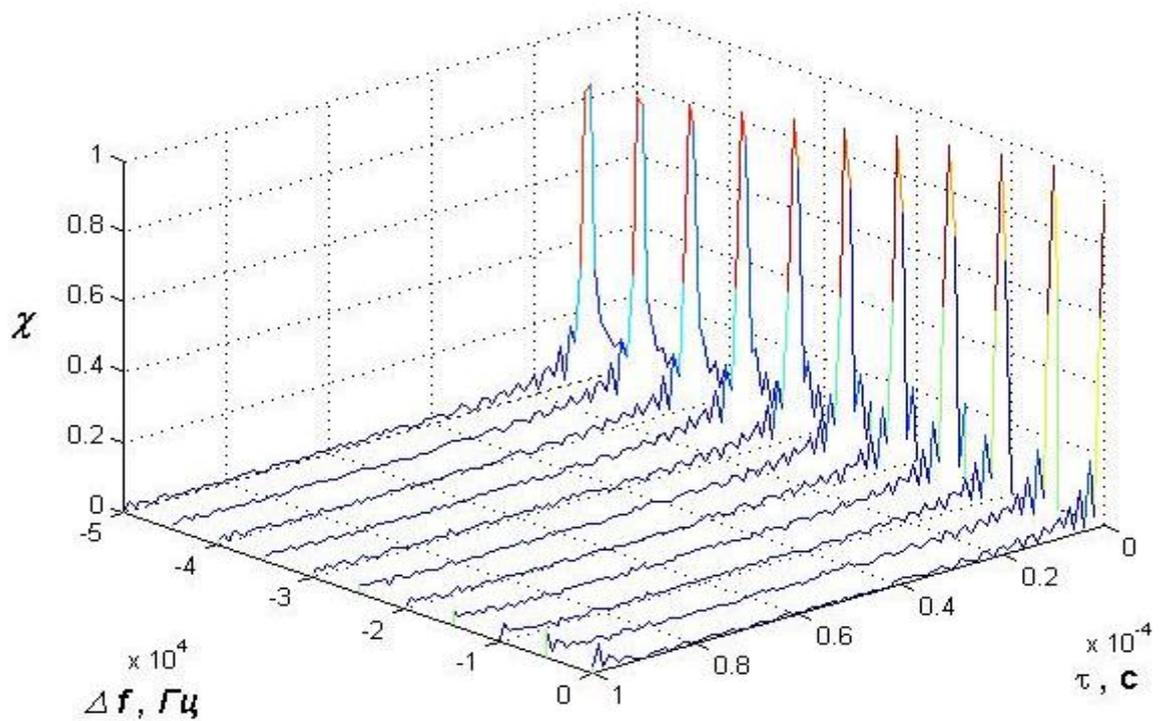


Рисунок 3.3 – Функция неопределенности ПС ЛЧМ сигнала при значении базы ЛЧМ радиоимпульса  $\Delta F * T_o = 1000$ ,  $N = 17$ .

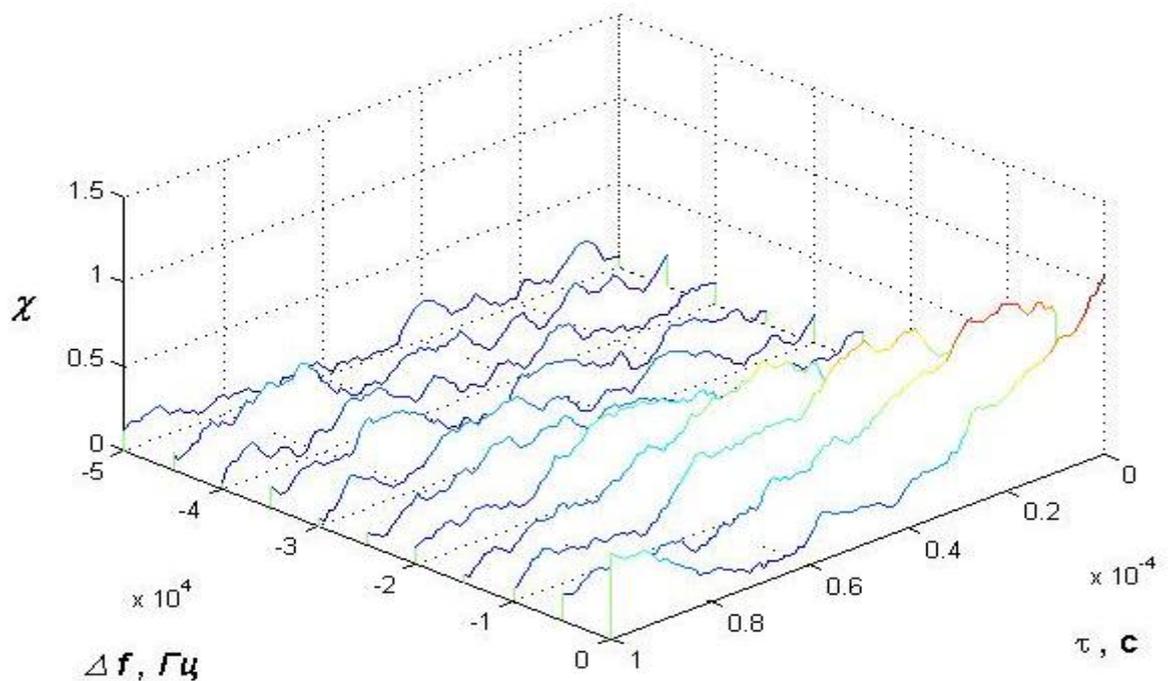


Рисунок 3.4 – Функция неопределенности ПС ЛЧМ сигнала при значении базы ЛЧМ радиоимпульса  $\Delta F * T_o = 100$ ,  $N = 31$ .

Как известно [38,46,48], для оценки взаимнокорреляционных характеристик сигналов при наличии доплеровского сдвига по частоте

необходимо исследовать огибающие функции взаимной неопределенности (ФВН). После ряда преобразований окончательное выражение для огибающей ФВН рассматриваемого класса сигналов имеет вид:

$$\begin{aligned}
\chi(\tau, F_\delta) = & \frac{1}{2\sqrt{E_i E_j}} \left\{ \sum_{l=0}^{N_i-1} \sum_{q=0}^{N_j-1} v_{l+1}^i v_{q+1}^j \frac{\sin \left\{ \frac{(\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j}) + 2\pi F_\delta) T_0}{2} \left( 1 - \frac{|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j}}{T_0} \right) \right\}}{\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j}) + 2\pi F_\delta} \right\} * \exp(j(\omega_0(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i}) + \\
& + \pi F_a(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i}) + \pi \Delta F(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i})) + \sum_{l=0}^{N_i-1} \sum_{q=0}^{N_j-1} v_{l+1}^i (1 - v_{q+1}^j) \frac{\sin \left\{ \frac{(\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} + \tau_0) + 2\pi F_a) T_0}{2} \left( 1 - \frac{|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} + \tau_0}{T_0} \right) \right\}}{\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} + \tau_0) + 2\pi F_a} * \\
& * \exp(j(\omega_0(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i} + \tau_0) + \pi F_\delta(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i} + \tau_0) + \pi \Delta F(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i} + \tau_0))) + \sum_{l=0}^{N_i-1} \sum_{q=0}^{N_j-1} (1 - v_{l+1}^i) v_{q+1}^j * \\
& * \frac{\sin \left\{ \frac{(\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} - \tau_0) + 2\pi F_\delta) T_0}{2} \left( 1 - \frac{|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} - \tau_0}{T_0} \right) \right\}}{\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j} - \tau_0) + 2\pi F_\delta} * \exp(j(\omega_0(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i} - \tau_0) + \pi F_\delta(q \frac{T}{N_j} - l \frac{T}{N_i} - \tau_0) + \\
& + \pi \Delta F(q \frac{T}{N_i} - l \frac{T}{N_j} - \tau_0))) + \sum_{l=0}^{N_i-1} \sum_{q=0}^{N_j-1} (1 - v_{l+1}^i) (1 - v_{q+1}^j) \frac{\sin \left\{ \frac{(\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j}) + 2\pi F_\delta) T_0}{2} \left( 1 - \frac{|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j}}{T_0} \right) \right\}}{\mu(|\tau| - l \frac{T}{N_i} + q \frac{T}{N_j}) + 2\pi F_\delta} * \\
& * \exp(j(\omega_0(q \frac{T}{N_i} - l \frac{T}{N_j}) + \pi F_\delta(q \frac{T}{N_i} - l \frac{T}{N_j}) + \pi \Delta F(q \frac{T}{N_i} - l \frac{T}{N_j}))). \tag{3.4}
\end{aligned}$$

Слагаемые в (3.4) существуют при следующих значениях  $\tau$ :

- 1) первое и четвертое слагаемые при  $l\frac{T}{N_i} - q\frac{T}{N_j} - T_0 \leq \tau \leq l\frac{T}{N_i} + q\frac{T}{N_j} + T_0$ ,
- 2) второе слагаемое при  $l\frac{T}{N_i} - q\frac{T}{N_j} - \tau_0 - T_0 \leq \tau \leq l\frac{T}{N_i} + q\frac{T}{N_j} + T_0 - \tau_0$ ,
- 3) третье слагаемое при  $l\frac{T}{N_i} - q\frac{T}{N_j} + \tau_0 - T_0 \leq \tau \leq l\frac{T}{N_i} + q\frac{T}{N_j} + T_0 + \tau_0$ ,

Типичные примеры огибающих ФВН ПС ЛЧМ сигналов представлены на рисунках 3.5-3.9

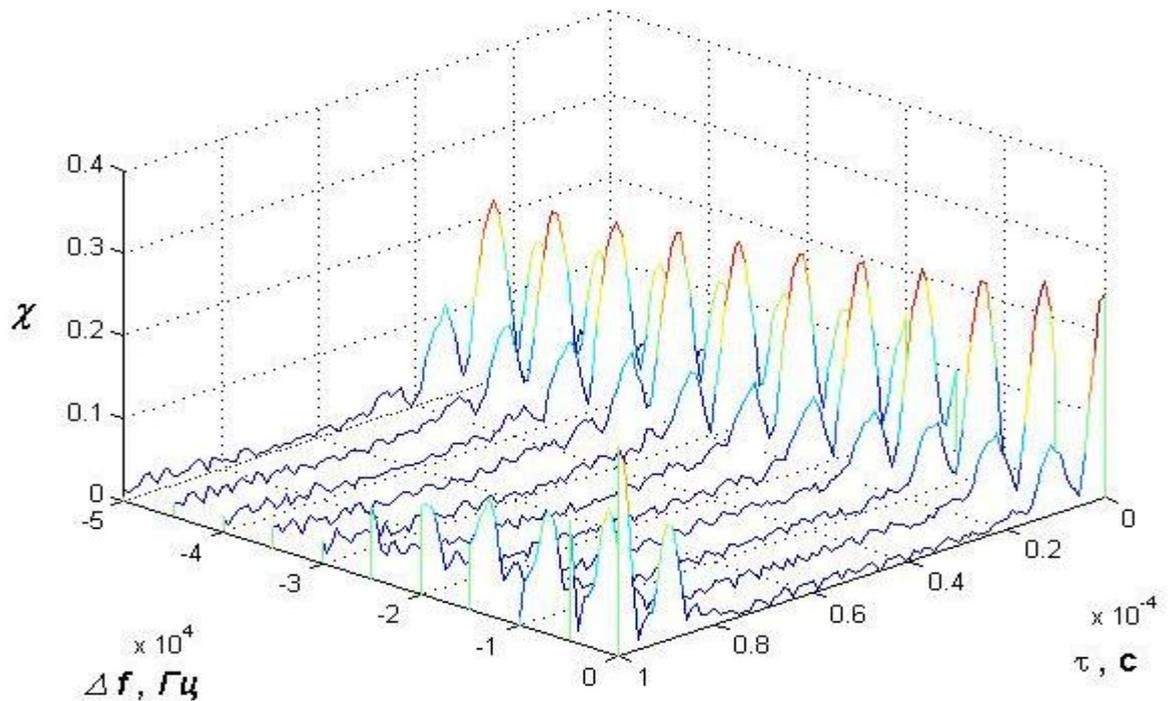


Рисунок 3.5 – Функция взаимной неопределенности ПС ЛЧМ сигнала при значении базы ЛЧМ радиоимпульса  $\Delta F * T_0 = 500$ ,  $N_i = 24$ ,  $N_j = 12$

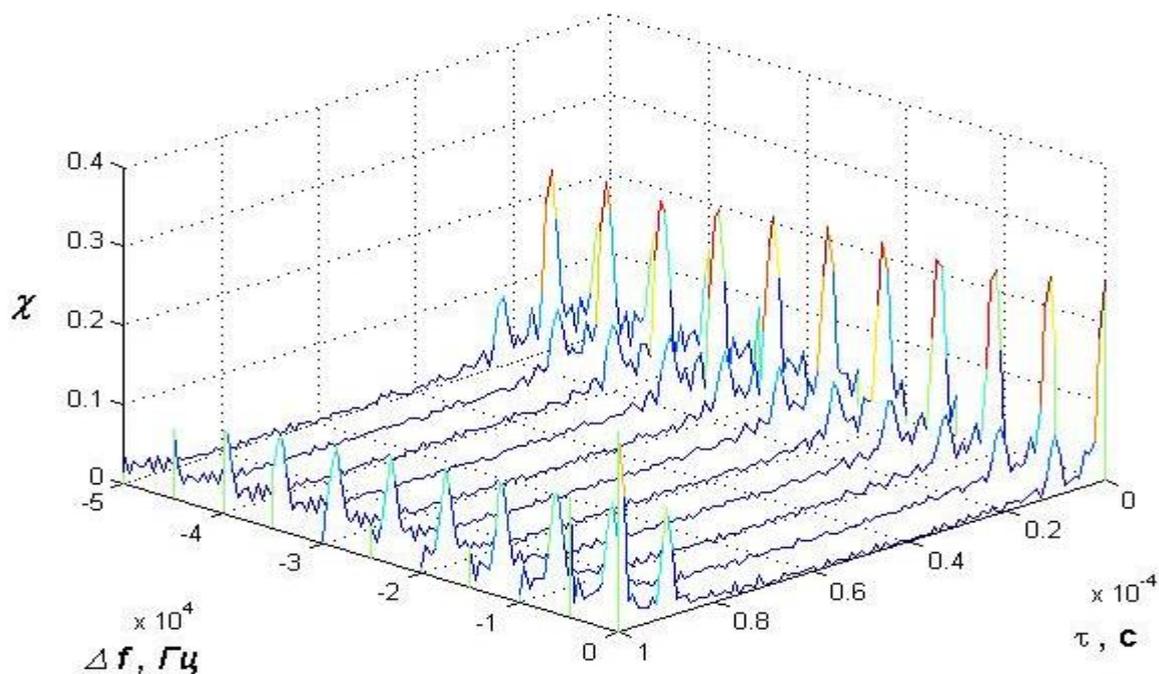


Рисунок 3.6 – Функция взаимной неопределенности ПС ЛЧМ сигнала при значении базы ЛЧМ радиоимпульса  $\Delta F * T_o = 1000$ ,  $N_i = 24$ ,  $N_j = 12$

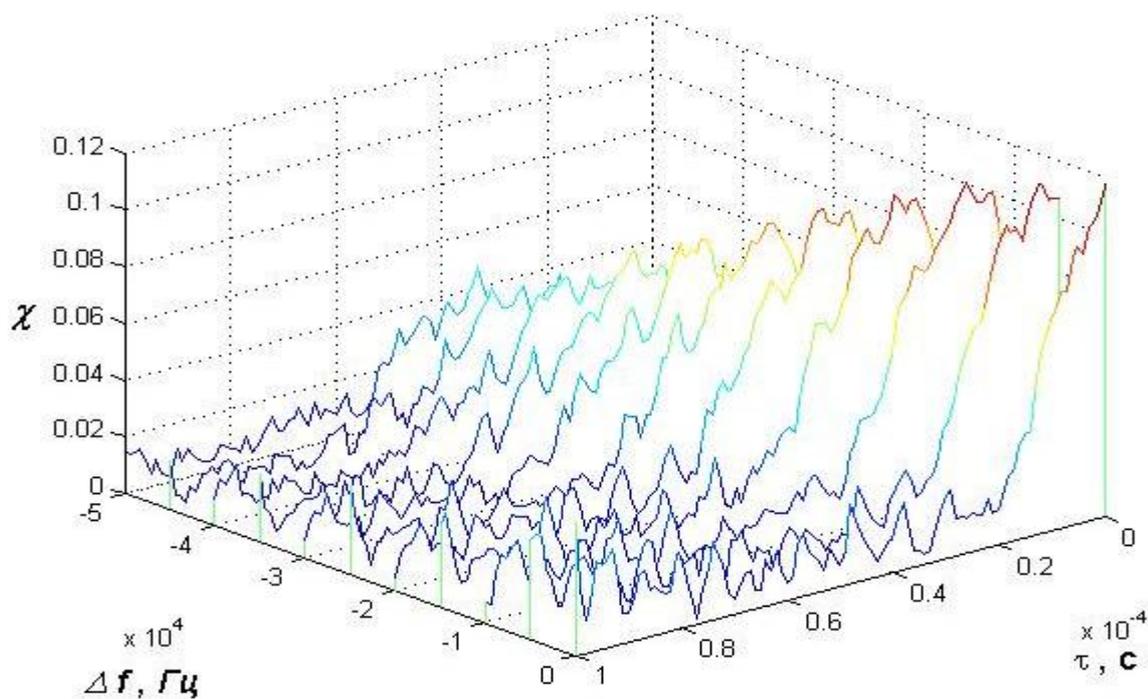


Рисунок 3.7 – Функция взаимной неопределенности ПС ЛЧМ сигнала при значении базы ЛЧМ радиоимпульса  $\Delta F * T_o = 500$ ,  $N_i = 48$ ,  $N_j = 12$

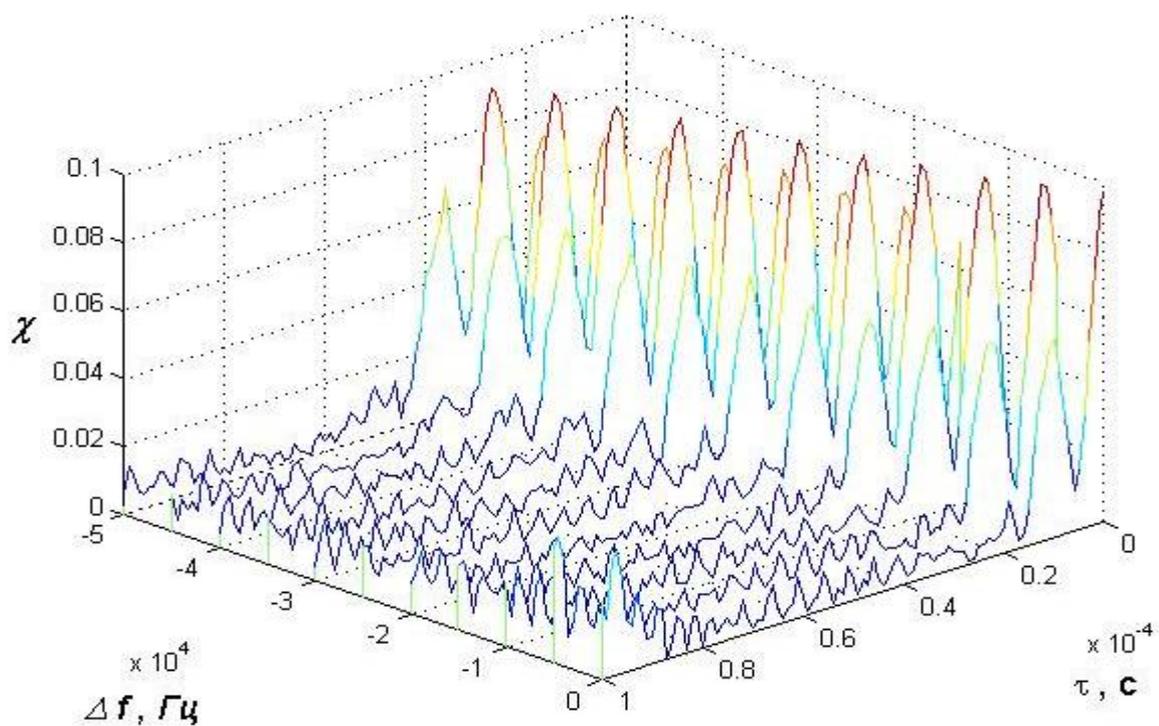


Рисунок 3.8 – Функция взаимной неопределенности ПС ЛЧМ сигнала при значении базы ЛЧМ радиоимпульса  $\Delta F * T_o = 1000$ ,  $N_i = 48$ ,  $N_j = 12$

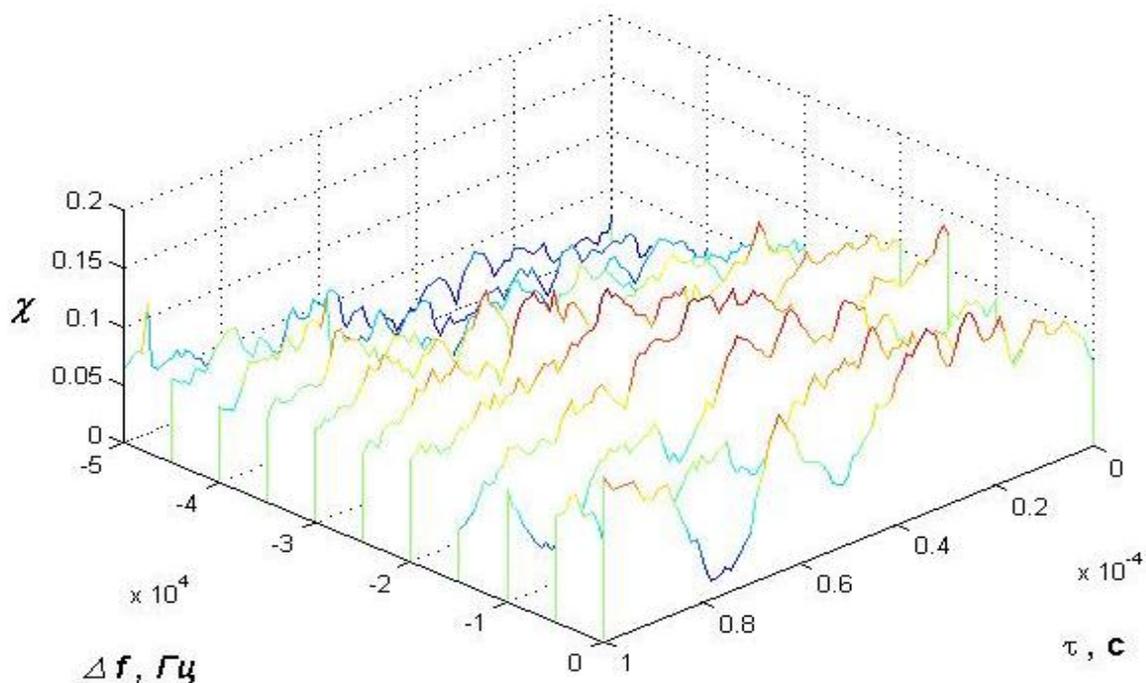


Рисунок 3.9. Функция взаимной неопределенности ПС ЛЧМ сигнала при значении базы ЛЧМ радиоимпульса  $\Delta F * T_o = 20$ ,  $N_i = 17$ ,  $N_j = 13$

Анализ результатов экспериментальных исследований формы огибающих ФВН ПС ЛЧМ сигналов при различных значениях параметров указанных сигналов, позволяет сделать вывод, что при модуляции ЛЧМ радиоимпульсов по задержке с помощью псевдослучайных последовательностей с различным числом элементов ( $N_i \neq N_j$ ) максимальный уровень бокового выброса огибающей ФВН не превышает величины

$$\frac{k}{\sqrt{N_i N_j}}, \quad (3.5)$$

где  $k$  – коэффициент, характеризующий число совпадений моментов возникновения одинаковых по значению элементов псевдослучайных последовательностей у различных ПС ЛЧМ сигналов (число совпадений моментов возникновения ЛЧМ радиоимпульсов).

Именно это свойство ПС ЛЧМ сигналов позволило создать алгоритм их цикловой синхронизации, сущность которого описана ниже.

### **3.2 Алгоритм цикловой синхронизации широкополосных канальных сигналов**

Сущность алгоритма цикловой синхронизации ПС ЛЧМ сигналов заключается в следующем образом:

- формируют, как показано на рисунке 3.10, при «1» информационной посылке, с помощью первого линейного сдвигающего регистра кодовую бинарную последовательность из  $N_1$  (простое число) элементов, длительностью  $T=N_1*\tau_{01}$ , где  $\tau_{01}$  – длительность одного элемента (бита), принимающих значение «1» и записывают в регистр памяти №1;
- формируют, как показано на рисунке 2, при «0» информационной посылке, с помощью второго линейного сдвигающего регистра кодовую бинарную последовательность из  $N_2$  (простое число) элементов,

длительностью  $T=N_2 \cdot \tau_{00}$ , где  $\tau_{00}$  – длительность одного элемента (бита), принимающих значение «0» и записывают в регистр памяти №2;

- с выхода регистра памяти №1 кодовая бинарная последовательность, соответствующая «1» информационным посылкам, поступает на вход генератора линейно изменяющегося напряжения №1, параллельно с этим, с выхода регистра памяти №2 кодовая бинарная последовательность, соответствующая «0» информационным посылкам на вход генератора линейно изменяющегося напряжения №2, на выходах которых формируются импульсы различной длительности, число которых, как видно из рисунка 2, равно  $N_1$  и  $N_2$  соответственно;

- импульсы с выхода генератора линейно изменяющегося напряжения №1 поступают на вход генератора ЛЧМ сигнала №1, параллельно с этим, импульсы с выхода генератора линейно изменяющегося напряжения №2 поступают на вход генератора ЛЧМ сигнала №2;

- сигналы с выходов генераторов ЛЧМ сигналов №1 и №2 через высокочастотные каскады поступают в канал связи;

- на приемной стороне ЛЧМ сигналы поступают на объединенный вход двух параллельно подключенных каналов, предназначенных соответственно для обработки «1» или «0» информационных посылок, в состав каждого из которых входят последовательно соединенные согласованный фильтр для обработки ЛЧМ сигнала и рециркулятор, в цепи обратной связи которого включен элемент задержки, равной  $\tau_{01}$  (в канале для обработки «1» информационной посылки) и равной  $\tau_{00}$  (в канале для обработки «0» информационной посылки), выходы обоих каналов через сумматор подключены к входу компаратора, на выходе которого появится сигнал только в том случае, если одновременно на выходах обеих рециркуляторов будет сигнал, т.е. в момент цикловой синхронизации. Время вхождения в режим цикловой синхронизации будет равно длительности одной информационной посылке.

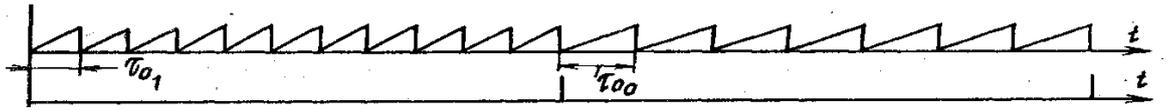


Рисунок 3.10 – Временная форма ПС ЛЧМ сигнала

Структурная схема, реализующая описанный выше алгоритм, приведена на рисунке 3.11.

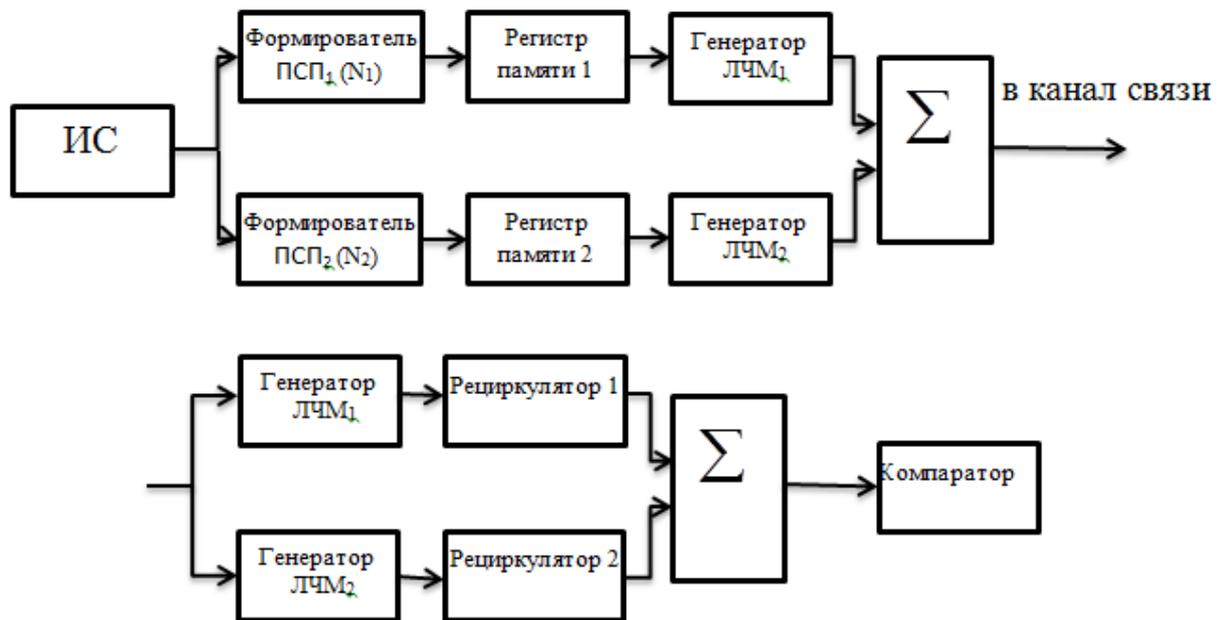


Рисунок 3.11 Структурная схема реализации алгоритма цикловой синхронизации широкополосных канальных сигналов

### 3.3 Выводы

1. ПС ЛЧМ сигналы при организации связи с подвижными объектами позволяют не вводить дополнительные защитные интервалы по частоте при воздействии эффекта Доплера.

2. Учет структурных свойств ПС ЛЧМ сигналов позволил создать эффективный алгоритм их цикловой синхронизации.

3. Разработанный алгоритм цикловой синхронизации ПС ЛЧМ сигналов позволяет обеспечить минимально возможное время вхождения в синхронизм по сравнению с существующими подходами за счет учета особенностей структурных свойств ПС ЛЧМ сигналов.

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

1. Проведенный анализ существующих подходов к построению ССС позволил установить, что для обеспечения информационного обмена с жителями северных районов России необходимо использовать ИСЗ, находящиеся на ВЭО.

2. В качестве переносчиков информации в указанных системах применяются ШПС, образованные путем модуляции по фазе высокочастотного колебания по закону изменения псевдослучайных последовательностей, так называемые ФМ ПСП сигналы, характеристики которых существенно зависят от доплеровского сдвига по частоте, что приводит к необходимости для обеспечения требуемого качества приема указанных сигналов использовать сложные системы поиска и синхронизации.

3. В работе для передачи информации в ССС с использованием ИСЗ, находящихся на ВЭО, предлагается применять ПС ЛЧМ сигналы, которые инвариантны к доплеровскому рассогласованию по частоте в пределах реальных ее изменений.

4. Разработанный алгоритм цикловой синхронизации ПС ЛЧМ сигналов позволяет обеспечить минимально возможное время вхождения в синхронизм по сравнению с существующими подходами за счет учета особенностей структурных свойств ПС ЛЧМ сигналов.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Анжина В.А., Кузовников А.В., Кухтин В.К., Пашков А.Е., Сомов В.Г., Шайдуров Г.Я., Демаков Н.В. Способ формирования помехоустойчивых сигналов // Патент России № 2412551. Дата публикации 20.02.2011г.
2. Банкет, В.Л., Дорофеев, В.М. Цифровые методы в спутниковой связи [Текст]. – М.: 1988. – 240 с.
3. Белов, С.П. Информационная технология формирования и обработки канальных сигналов с максимальной локализацией энергии в заданном частотном интервале в системах с OFDM [Текст] / С.П. Белов, Д.И. Ушаков //Сборник трудов III Международной научно-практической конференции «Научно-техническое творчество молодежи — путь к обществу, основанному на знаниях» – М., секции №3. – С. 242-244.
4. Белов, С.П. Исследование особенностей комбинированной обработки сложных сигналов с линейной частотной модуляцией [Текст] / С.П. Белов, Д.И. Ушаков, И.А. Старовойт // Научные ведомости БелГУ Сер.: Информатика. – Белгород: Изд-во БелГУ, 2009. – № 7(62). – Вып. 10/1. – С 194-201.
5. Белов, С.П. Исследование функции неопределенности псевдослучайных сигналов с линейной частотной модуляцией / С.П. Белов, Е.Г. Жилияков, И.А. Сидоренко // Вопросы радиоэлектроники. Серия «РЛТ». – М., 2008. – Вып. 4. – С.100-109.
6. Берлин, А.Н. Цифровые системы связи [Текст] / М.: Эко-Трендз 2007. – 294 с.
7. Борисов, В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью/Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е.М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.
8. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов[Текст]. М.: Сов. радио, 1970. – 375с.

9. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами [Текст]. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с., ил.
10. Варакин, Л.Е. Теория систем сигналов [Текст]. – М.: Сов. Радио, 1978. – 304 с.
11. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации [Текст] / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович // М.: Техносфера, 2005 – 592 с.
12. Вишневский, В.М. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G [Текст]/ В.М. Вишневский, С.Л. Портной, И.В. Шахнович – М.: Техносфера, 2009. – 472 с.
13. Вишневский, В.М., Семенова, О.В. Системы поллинга: теория и применение в широкополосных беспроводных сетях [Текст]. – М.: Техносфера, 2007. – 320 с.
14. Волков, Л.Н., Немировский, М.С., Шинаков, Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики [Текст]: Учеб. Пособие. - М.: Эко-Трендз, 2005. –392.с. ил.
15. Галкин, В.А. Цифровая мобильная радиосвязь [Текст]. Учебное пособие для вузов. -М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 432 с., ил.
16. Гепко, И.А. Кодовые последовательности с минимальным пик-фактором для MC-CDMA с расширением спектра в частотной области [Текст]// Изв. вузов. Радиоэлектроника, 2001. –Т.44. –№ 8. – С.23-30.
17. Гордиенко, В. Н. Многоканальные телекоммуникационные системы. Учебник для вузов [Текст] / В. Н. Гордиенко, М. С. Тверецкий. – М: Горячая линия–Телеком, 2005. – 416 с.: ил.
18. Гордиенко, В. Н. Многоканальные телекоммуникационные системы. Учебник для вузов [Текст] / В. Н. Гордиенко, М. С. Тверецкий. – М: Горячая линия–Телеком, 2005. – 416 с.: ил.
19. Григорьев, В.А. Сети и системы радиодоступа [Текст] / В.А. Григорьев, О.И. Лагутенко, Ю.А. Распаев // М.: Эко-Трендз, 2005 – 384 с.: ил.

20. Диксон, Р.К. Широкополосные системы [Текст] Пер с англ./ Под редакцией В.И. Журавлева– М.: Связь, 1979. – 304с.
21. Жилияков, Е.Г. Методы и алгоритмы обработки экспериментальных данных в атомно-абсорбционной спектрометрии [Текст] / Е.Г. Жилияков, Н.И. Корсунов, Д.П. Лагода. – Киев: Наукова думка, 1992. – 125 с.
22. Жилияков, Е.Г. Методы обработки речевых данных в информационно – телекоммуникационных системах на основе частотных представлений [Текст] / Е.Г. Жилияков, С.П. Белов, Е.И. Прохоренко. – Белгород: Изд-во БелГУ, 2007. – 138 с.
23. Зюко, А.Г. Теория передачи сигналов [Текст]/ А.Г. Зюко, Ю.Ф. Коробов – М.: Связь, 1972. – 282 с. с ил.
24. Ипатов, В.П. Системы мобильной связи: учебное пособие для вузов [Текст]/ В.П. Ипатов, В.К. Орлов, И.М. Самойлов, В.Н. Смирнов // под ред. В.П. Ипатова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003 – 272 с.
25. Калашников, А. Спутниковая система персональной спутниковой связи «Глобалстар» [Текст]/Радио, 1997. – №2 – С.68-69
26. Карташевский, В.Г. Сети подвижной связи [Текст]/В.Г. Карташевский, С.Н. Семенов, Т.И. Фирстова. – М.: Эко – Трендз. 2001. – 299 с.: ил.
27. Ковалгин, Ю.А. Цифровое кодирование звуковых сигналов [Текст] / Ю.А. Ковалгин, Э.И. Вологдин. – СПб: Корона-принт, 2004. – 240 с.: ил.
28. Козленко, Н.И. Помехоустойчивость дискретной передачи непрерывных сообщений [Текст]. – М.: Радиотехника. 2003. – 352 с. ил.
29. Колесников, В.М. Спектральные методы сокращения избыточности высококачественных звуковых сигналов[Текст]/ В.М. Колесников, М.У. Банк, А.М. Синильников, В.А. Сучилин //Радио и телевидение ОИРТ. –1989. –№1. –С. 36-39.

30. Колесников, В.М. Спектральные методы сокращения избыточности высококачественных звуковых сигналов [Текст]/ В.М. Колесников,
31. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы[Текст]. М.: Сов. радио. –1971. –568с.
- М.У. Банк, А.М. Синильников, В.А. Сучилин //Радио и телевидение ОИРТ. – 1989. – №2. – С. 35-39
32. Маковеева, М.М. Системы связи с подвижными объектами [Текст]/ М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков // Учебное пособие для вузов.-М.: Радио и связь, 2002. – 440с.:ил.
33. Моисеев, М.Н. К вопросу о выборе интервала анализа при кодировании звуковых сигналов в частотной области[Текст]// Техника средств связи. Серия ТРПА. – 1989. –Вып. 2. С. 51-57
34. Назаров, Х.З. Методы цифровой обработки и передачи речевых сигналов [Текст] / Х.З. Назаров, Ю.Н. Прохоров. – М.: Связь, 1982. – 236 с.
35. Невдяев, Л.М. Мобильная связь 3-го поколения [Текст] / Под ред. Ю.М. Горностаева –М.: Серия изд. «Связь и бизнес»,2000. –208 с.
36. Об одном способе синхронизации широкополосных сигналов [Текст]/ С.П.Белов, Е.Г. Жилияков, А.С. Белов, С.А. Рачинский
37. Патент России № 2365039 от 20 августа 2009 года «Цифровое устройство для формирования речевых сигналов в системах связи с частотным разделением каналов» Е.Г. Жилияков, С.П. Белов, Е.И. Прохоренко, Д.В. Урсол
38. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами [Текст] /Г.И. Тузов, В.А. Сивов, В.И. Прытков и др.: под ред. Г.И. Тузова – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с., ил.
39. Попов, О.Б., Рихтер, С.Г. Цифровая обработка сигналов в трактах звукового вещания [Текст]/ Учебное пособие для ВУЗов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 341 с.

40. Применение цифровой обработки сигналов [Текст]: Пер. с англ. / Под ред. Э.Оппенгейма. – М.: Издательство «Мир», 1980. – 551 с.
41. Применение цифровой обработки сигналов [Текст]: Пер. с англ. / Под ред. Э. Оппенгейма. – М.: Техносила, 2009. – 856 с., ил.
42. Прокис, Джон Цифровая связь [Текст]/ Прокис Дж. // Пер. с англ. Под. ред. Д.Д. Кловского. –М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.: ил.
43. Силкер, Джон. Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ. / Под ред. В.В.Маркова. - М.: Связь, 1979. - 592 с., ил.
44. Скляр, Бернард Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст]. Изд. 2-е испр.: Пер. с англ. – М. : издательский дом «Вильямс», 2003– 1104с. : ил
45. Сюваткин, В.С. WiMAX – технология беспроводной связи: теоретические основы, стандарты, применение [Текст] / В.С. Сюваткин, В.И. Есипенко, И.П.Ковалв, В.Г. Сухоробров // под ред. д.т.н., проф, Крылова В.В. – БХВ- Петербург, 2005. – 354с.
46. Тузов, Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов [Текст]/ – М.: Сов. Радио, 1977. – 400 с.
47. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра [Текст]. Пер. с англ./Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000.- 520 с.
48. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией [Текст]/В.Н. Кочемасов, Л.А. Белов, В.С. Оконешников – М.: Радио и связь, 1983. -192 с., ил.
49. Харкевич, А.А. Теоретические основы радиосвязи [Текст]. - М.: Издательство Техничко-Теоретической литературы, 1957. – 348 с
50. Цифровые методы в космической связи [Текст]/под ред. С. Голомба. – М.: Связь, 1969. – 271 с. с ил.

51. Шалимов И. А., Милошенко А. А. Обзор моделей идентификации и информативные параметры речевого сигнала // Специальная техника. – 2009. – №5. – С. 37-46.
52. Шахнович, И.В. Современные технологии беспроводной связи [Текст]/ Издание второе, исправленное и дополненное –М.: Техносфера, 2006 – 288 с.
53. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации[Текст]/В.Б. Пестряков, В.П. Афанасьев, В.Л. Гурвич и др.: под ред. В.Б. Пестрякова – М.: Сов. Радио, 1973. – 424 с.
54. Ahmad R. S. Bahai., Burton R. Salzberg. Multi-Carrier Digital Communication. Theory and Application of OFDM. Kluwer Academic/Plenum Publishers. – New York, 2007.
55. Andreas Ed. Molish F. / Wideband wireless digital communications. – Prentice Hall PTR, 2001.
56. Hara, Shinsuke. Multicarrier techniques for 4G mobile communication. – Artech House universal personal communication series, 2003.
57. Jeffrey G. Andrews, Ph.D. Fundamentals of WiMAX. Understand Broadband Wireless Networking. – Prentice Hall, 2005.
58. Mobile WiMAX – Part I: A Technical Overview and Performance Evaluation, August, 2006
59. Mouly M., Pautet M.-B. The GSM System for Mobile Communication. Europe Media Duplication, 1992. 702 p.
60. Okuda M. et all. Multihop Relay Extension for WiMAX Networks – Overview and Benefits of IEEE IEEE 802.16j Standart. – FUJITSU Sci. Tech. Journal, 44, 3, July 2008, p. 292-302.
61. Zhang, Yan. WiMAX network planning and optimization. – CRC Press, 2008.