

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ

«МЭИ»

Институт ИРЭ Кафедра радиотехнических систем

Направление 210400 – Радиотехника

ЗАДАНИЕ НА МАГИСТЕРСКУЮ
ДИССЕРТАЦИЮ

по программе подготовки магистров _____

Радиотехнические системы связи и навигации

Тема Изучение вопросов построения и анализ помехоустойчивости систем радиосвязи при использовании кодового уплотнения сигналов

Время выполнения работы с 01.09.2011 по 01.07.2013 г.

Студентка Карпова Д.А.
Фамилия, и., о.

ЭР-20-07
группа

[Подпись]
подпись

Научный руководитель доц. Сизякова А.Ю.
должность, звание, фамилия, и., о.

[Подпись]

Консультант _____
должность, звание, фамилия, и., о.

Консультант _____
должность, звание, фамилия, и., о.

Зав. кафедрой проф. Перов А.И.
звание, фамилия, и., о., [Подпись], дата утверждения задания

Место выполнения научной работы кафедра РТС

Москва

« 1 » сентября 2013 г.

1. Обоснование выбора темы диссертационной работы

Вопросы передачи данных каналам радиосвязи в реальном масштабе времени являются актуальными в современной жизни. При передаче информации необходимо обеспечить достоверный ее прием.

В диссертационной работе предлагается изучить особенности систем с МДКР при работе на фоне АБГШ + узкополосная помеха + взаимные помехи. Для этого требуется составить 2 ансамбля ПСП на основе M-последовательностей и кодов Голда.

Предлагается составить обобщенную математическую модель системы радиосвязи (СРС), на ее основе составить компьютерную модель СРС. Тракт обработки сигнала считается линейным. Рассматриваются сигналы с модуляцией ФМ ШПС. Предлагается выполнить анализ помехоустойчивости СРС при наличии на входе приемника помех. Рассматриваются синхронные помехи. Сигналы СТС считаются идеальными. СВН также работает без погрешностей.

Исходные данные: Период ПСП 127 и 128. Скорость передачи данных 1 Гц. Число взаимных помех – не более 7.

Научный руководитель _____ дата 01.09.2011

Студент _____ дата 01.09.2011

2. Консультации по разделу

_____ дата _____

3. Консультации по разделу

_____ дата _____

4. План работы над магистерской диссертацией

№ п\п	Содержание разделов	Срок выполнения	Трудоёмкость в %
I.	<p>Теоретическая часть</p> <p>Изучить теорию построения и помехоустойчивость демодуляторов цифровых сигналов</p> <p>Изучить особенности МДКР</p> <p>Изучить влияние взаимных помех на достоверность приема данных</p> <p>Изучить влияние узкополосной помехи на достоверность приема данных</p>	<p>11.2012</p> <p>10.2012</p> <p>09.2012</p> <p>10.2012</p>	20%
II.	<p>Экспериментальная часть</p> <p>Получить ансамбли ПСП для использования в модели системы с МДКР</p> <p>Составить модели модулятора и демодулятора сигнала ФМ ШПС</p> <p>Получить зависимости BER от отношения сигнал-шум при идеальной СТС</p> <p>Получить зависимости BER от отношения сигнал-(шум+взаимные помехи)</p>	<p>06.2012</p> <p>09.2012</p> <p>01.2013</p> <p>04.2013</p>	50%
III.	<p>Публикации</p> <p>Тезисы 1 доклада на НТК студентов и аспирантов МЭИ</p> <p>Тезисы 1 доклада на НТК студентов и аспирантов МЭИ</p>	<p>10.2011</p> <p>10.2012</p>	5%
IV.	<p>Оформление диссертации</p> <p>Написание текста диссертации</p> <p>Редактирование текста с учетом замечаний руководителя</p> <p>Оформление записки и иллюстративного материала</p>	<p>01.05.2013</p> <p>20.05.2013</p> <p>05.06.2013</p>	25%

5. Рекомендуемая литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. – М.-С-Пб.-Киев: Издательство Вильямс, 2003. – 1104 с.
 2. Белами Дж. Цифровая телефония. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 640 с.
 3. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
 4. Гаранин М.В., Журавлев В.И., Кунегин С.В. Системы и сети передачи информации. – М.: Радио и связь, 2001. – 336 с.
 5. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. – М.: Радио и связь, 2000. – 521 с.
 6. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. – ЗАО РИЦ «Техносфера», 2007. – 487 с.
 7. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. – ЭкоТрендз, 2005. – 390 с.
-
-

6. Краткие сведения о студенте:

Домашний адрес г.Москва, ул. Металлургов, д.62, кв.85

Телефон служебный (963)671-73-45 домашний (495)3055381

Примечание: задание брошюруется вместе с диссертацией и с отзывами руководителя и рецензентов.

АННОТАЦИЯ

В работе рассматриваются системы передачи информации на основе *CDMA*. Изучен материал о формировании и использовании широкополосной передачи. Подробно рассмотрены метод прямого расширения спектра с использованием расширяющих ПСП, алгоритмы и схемы построения передатчика и приемника ФМ-ШПС.

В работе обоснованно выбраны ансамбли ПСП М-последовательностей и кодов Голда, используемые для прямого расширения спектра сигнала, которые практически не ухудшают условия приема каждого из радиосигналов. Рассмотрены ПСП с дополнительным битом четности и изучены их характеристики.

Составлены модели передающей и приемной частей системы передачи широкополосных радиосигналов, используемых в системах с *CDMA*, построенные методом мгновенных значений и методом комплексных амплитуд.

В работе построена модель системы передачи широкополосного сигнала и рассмотрено влияние шума и помех на качество приема информации.

Целью работы является исследование зависимости битовой ошибки на выходе демодулятора от шума и помех, а так же возможность использования расширяющих ПСП длиной $N=2^m$ при приеме шумоподобного сигнала на фоне взаимных помех.

Содержание:

Введение.....	4
1. Теоретические основы построения систем радиосвязи с шумоподобным сигналом.....	6
1.1. Основные сведения о широкополосном сигнале.....	6
1.2. Системы множественного доступа с кодовым разделением сигналов.....	12
1.3. Метод прямого расширения спектра.....	17
1.4. Построение передатчика и приемника радиосигнала с прямым расширением спектра.....	19
2. ПСП, используемые для прямого расширения спектра сигналов....	27
2.1. Основные требования к характеристикам ПСП.....	27
2.2. Выбор наборов ПСП из M-последовательностей и кодов Голда.....	30
2.3. Ансамбли ПСП с дополнительным битом четности.....	37
3. Математическая и цифровая модели системы радиосвязи с прямым расширением спектра сигналов.....	40
3.1. Математическая модель передатчика ШПС.....	40
3.2. Математическая модель приемника ШПС.....	43
3.3. Цифровая модель передатчика ШПС.....	46
3.4. Цифровая модель приемника ШПС.....	52
4. Влияние шума и помех на характеристики приема сигнала.....	59
4.1. Помехоустойчивость системы радиосвязи с фазоманипулированным широкополосным сигналом. Анализ работы системы на фоне узкополосной помехи.....	59
4.2. Теоретическая оценка зависимости BER на выходе демодулятора приемника от отношения сигнал-шум.....	63
4.3. Расчет зависимости BER на выходе демодулятора приемника от отношения сигнал-шум.....	68
4.4. Работа системы на фоне взаимных помех. Расчет зависимости BER на выходе приемника от числа взаимных помех и от отношения сигнал-(шум+помехи).....	72
Заключение.....	78
Библиографический список.....	80
Приложения.....	81

ВВЕДЕНИЕ

Темой данной работы является исследование теоретических основ построения радиотехнических спутниковых систем связи с кодовым разделением сигналов и анализ их помехоустойчивости. Целью работы является исследование зависимости битовой ошибки на выходе демодулятора от шума и помех, а так же возможность использования расширяющих ПСП длиной $N=2^m$ при приеме шумоподобного сигнала на фоне взаимных помех.

Работа состоит из четырех частей.

Первая глава посвящена теоретическому материалу. В п.1.1 изложен материал о формировании шумоподобных сигналов (ШПС) и использовании широкополосной передачи. В п.1.2 рассмотрены системы множественного доступа с кодовым разделением сигналов. В п.1.3 подробно рассмотрен метод прямого расширения спектра с использованием расширяющих ПСП. Алгоритмы и схемы построения передатчика и приемника ШПС представлены в п.1.4.

Во второй главе подробно описаны и изучены ПСП, используемые для прямого расширения спектра сигналов. В п.2.1 кратко описаны методы построения генераторов ПСП и требования, предъявляемые к характеристикам ансамблей ПСП. В п.2.2 и п.2.3 производится моделирование генераторов ПСП и построение характеристик ПСП в пакете *Matlab*. По характеристикам M-последовательностей и кодов Голда длиной 127бит, формируются 2 ансамбля ПСП, состоящие из восьми последовательностей. В п.2.3 изучены характеристики ансамблей ПСП с добавлением бита четности.

В третьей главе построены цифровые модели СПИ ШПС. В п.3.1 и п.3.2 рассмотрены математические модели передатчика и приемника ШПС. В п.3.3 и п.3.4 описано моделирование передатчика и приемника в пакете *Matlab*, как методом мгновенных значений, так и методом комплексных амплитуд с использованием ансамблей ПСП, полученных во второй главе.

Четвертая глава посвящена характеристикам приема сигнала на фоне шума и помех, а именно вероятности битовой ошибки на выходе демодулятора. В п.4.1, п.4.2 и п.4.3 описаны основные помехи, мешающие правильному приему информации, их характеристики, а так же рассчитаны теоретические зависимости битовой ошибки приема от отношения сигнал-

шум и сигнал-(шум+помеха). В п.4.4 и п.4.5 исследовано влияние отношения сигнал-шум и сигнал-(шум+помеха) на вероятность ошибки приема.

Некоторые программы *Matlab* и таблицы полученных при моделировании результатов приведены в приложениях.

В заключении изложены результаты исследований.

1. Теоретические основы построения систем радиосвязи с шумоподобным сигналом

1.1. Основные сведения о широкополосном сигнале

В специальных системах связи, сбора и передачи информации, команд управления, а также в коммерческих системах сотовой связи широкое распространение получили методы расширения спектра сигналов [3]. Одним из эффективных методов расширения спектра, при котором сигнал-переносчик информации занимает широкую полосу частот, значительно большую, чем требуется для передачи информации, является метод непосредственной (прямой) модуляции несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП).

При этом методе расширения спектра дополнительная модуляция несущей сигнала никак не связана с передаваемой информацией. В силу этого такое расширение спектра не позволяет уменьшить влияние аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) на помехоустойчивость системы радиосвязи.

Вместе с тем, системы радиосвязи с широкой полосой частот, формируемой посредством дополнительной модуляции несущей, обладают целым рядом потенциальных преимуществ перед традиционными системами: повышенной помехоустойчивостью при воздействии преднамеренных и непреднамеренных помех, высокой энергетической скрытностью сигналов от радиотехнической разведки, возможностью обеспечения множественного (многостанционного) доступа на основе кодового разделения каналов (МДКР), высокой разрешающей способностью при измерении дальности и др [4].

Типовым примером сигналов с расширением спектра непосредственной модуляцией несущей ПСП являются фазоманипулированные широкополосные сигналы (ФМ-ШПС). Мгновенная (расширенная) полоса частот таких сигналов определяется длительностью одного элемента ПСП и совпадает с общей шириной полосы частот системы радиосвязи. Фундаментальный принцип псевдослучайности фазы мешает системе радиоэлектронного противодействия (РЭП) добиваться эффективного воздействия на систему радиосвязи организованных помех за счет повторения параметров сигнала и вынуждает систему РЭП с ограниченной мощностью передатчика распределять спектральную плотность мощности помех по всему диапазону частот, либо по некоторым участкам частотного диапазона свободными от воздействия помех [1].

Наиболее полно положительные свойства методов расширения спектра проявляются при использовании сигналов с большой базой¹. Однако увеличение базы сигналов приводит к снижению скорости передачи информации. В разрабатываемых системах радиосвязи не всегда представляется возможным обеспечить требуемую помехозащищенность за счет применения методов расширения спектра сигнала. По этой причине целесообразно наряду с расширением спектра сигналов использовать и другие способы повышения эффективности системы радиосвязи, такие как кодирование, адаптивная цифровая фильтрация ФМ-ШПС на фоне совокупности узкополосных помех и гауссовского шума, применение оптимальных и субоптимальных алгоритмов обработки сигналов, обеспечивающих обнаружение, поиск, оценивание параметров сигналов в условиях различного вида параметрической и непараметрической априорной неопределенности относительно статистических характеристик сигналов, каналов и помех. При этом, как правило, становится возможным удовлетворить требования по скорости передачи информации и обеспечить заданную помехозащищенность системы радиосвязи.

В случае использования системы радиосвязи с расширением спектра методом непосредственной модуляции несущей в системах радиосвязи возникает проблема, связанная с возможностью обеспечения многостанционного доступа. При этом способность к захвату сигналов определяется уровнем боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ) ПСП, а способность к многостанционному доступу – свойствами взаимокорреляционных функций (ВКФ) ПСП, используемых для генерирования расширяющих спектр сигналов.

Обнаружение, поиск, оценивание параметров, фильтрация и синхронизация сигналов являются важными и ответственными этапами обработки псевдослучайных ФМ-ШПС. От успешности и точности решения этих задач зависят эффективность и качество функционирования системы радиосвязи в целом. Помехозащищенность системы радиосвязи и эффективность системы РЭП оцениваются общими показателями качества: средней вероятностью ошибки на бит информации, вероятностью

¹ База сигнала — это произведение эффективного значения длительности сигнала и эффективного значения ширины его спектра. В простых случаях за эффективную ширину спектра можно принять ширину главного лепестка спектра. Длительность сигнала и ширина его спектра подчиняются соотношению неопределенности, гласящему, что база сигнала не может быть меньше единицы. Ограничений на максимальное значение базы сигнала не существует. То есть короткий сигнал с узким спектром существовать не может, а бесконечный сигнал с широким спектром — может (так называемый широкополосный сигнал, сигнал с большой базой).

обнаружения сигнала при заданной вероятности ложной тревоги, отношением сигнал-шум и сигнал-помеха и др [2].

Итак, системы радиосвязи, в которых применяются сигналы с расширением спектра, обладают целым рядом достоинств:

- Повышенная помехоустойчивость;
- Энергетическая скрытность;
- Возможность обеспечения кодового разделения сигналов при многостанционном доступе;
- Способность противостоять преднамеренным помехам;
- Повышенная пропускная способность;
- Возможность измерения времени прихода сигналов с большой точностью и высоким разрешением и др.

Теоретической основой для разработки системы радиосвязи с расширенным спектром сигналов является фундаментальная теорема Шеннона, которая объединяет пропускную способность гауссовского канала C (бит/с), ширину полосы W_S (Гц), мощность сигнала P_S (Вт), и мощность ограниченного по полосе АБГШ P_n (Вт):

$$C = W_S \log_2(1 + P_S/P_n) . \quad (1.1.1)$$

Зависимость (1.1.1) устанавливает связь между предельной скоростью надежной передачи информации по каналу с заданным отношением сигнал-шум P_S/P_n и отведенной для передачи сигнала полосой частот W_S .

При малых отношениях сигнал-шум, меньших 0,1, выражение (1.1.1) принимает вид:

$$C \approx 1,44W_S P_S/P_n, \quad (1.1.2)$$

В случае больших отношений сигнал-шум из (1.1.1) с хорошим приближением следует, что

$$C \approx W_S \log_2(P_S/P_n). \quad (1.1.3)$$

Пропускная способность гауссовского канала радиосвязи имеет предельное значение при $W_S \rightarrow \infty$

$$\lim_{W_S \rightarrow \infty} C = \frac{P_S}{N_0} \log_2 e = 1,44 \frac{P_S}{N_0}, \quad (1.1.4)$$

где N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности БГШ.

Термин «широкополосный» говорит о том, что спектр сигнала занимает широкую полосу W_S . Система или сигнал являются широкополосными, если занимаемая ими полоса значительно превосходит минимальную полосу, необходимую для передачи информации [5]. Согласно фундаментальной границе Шеннона спектральная эффективность (т.е. отношение скорости передачи данных R_b к полосе сигнала W_S) системы связи, работающей в условиях гауссовского канала, удовлетворяет неравенству

$$\frac{R_b}{W_S} < \log_2\left(1 + \frac{E_b}{N_0} \frac{R_b}{W_S}\right), \text{ или}$$

$$\frac{E_b}{N_0} > \frac{2^{R_b/W_S} - 1}{R_b/W_S}, \quad (1.1.5)$$

где E_b – энергия сигнала, приходящаяся на один бит информации. Графическое представление границы (1.1.5) на рис.1.1.1 показывает, что система радиосвязи, работающая в условиях гауссовского канала, может функционировать при любых комбинациях R_b/W_S и E_b/N_0 , лежащих ниже кривой.

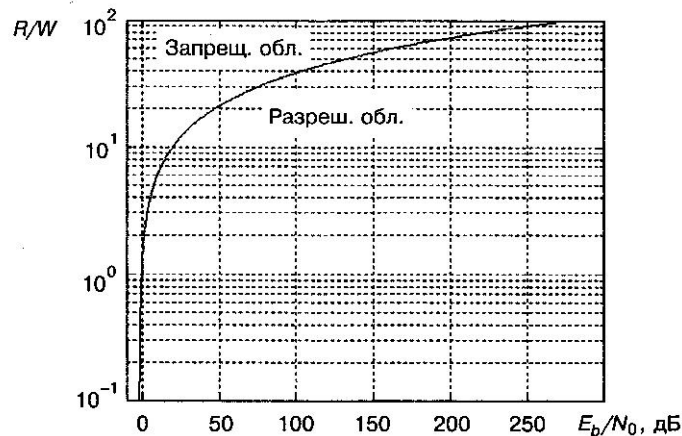


Рис.1.1.1. Граница Шеннона

Однако, использование близкой к нулю полосы для передачи данных потребует очень большой энергии сигнала. Например, работа со скоростью $R_b = 100W_S$ требует отношения E_b/N_0 , равного 280дБ, что совершенно нереалистично. Однако, передача данных в полосе, к примеру, в десять раз меньшей скорости передачи данных, является типичной для многих цифровых линий связи (ЛС) (радиорелейных, модемных и т.п.). Сказанное демонстрирует размытость понятия «минимальной полосы сообщения» и его

ненадежность как отправной точки при объяснении концепции широкополосности.

В качестве попытки, исключаяющей указанную двусмысленность, может рассматриваться вариант использования скорости передачи данных, выраженной в битах за секунду. Привязка понятия широкополосности к скорости передачи или полосе, занимаемой сообщением, возможна только в применении к системам передачи данных. Обратимся к принципу неопределенности Габора, согласно которому произведение длительности на полосу сигнала (частотно-временное произведение) удовлетворяет неравенству

$$W_S T_S \geq \alpha, \quad (1.1.6)$$

в котором константа α зависит от способа определения длительности и полосы, однако в любом случае имеет порядок единицы. Сигнал, для которого $W_S T_S \approx 1$ и, значит, длительность и полоса строго взаимосвязаны, может быть назван простым (в противоположность широкополосному). Единственным способом расширения полосы простого сигнала является уменьшение его длительности. С другой стороны, детерминированный сигнал, для которого $W_S T_S \gg 1$ и полосой которого можно управлять независимо от длительности, называется сигналом с расширенным спектром или широкополосным. Другими словами, энергия широкополосного сигнала более или менее равномерно «размазана» по прямоугольнику на плоскости время-частота, площадь которого значительно больше единицы.

Отметим, что в приведенном определении особо подчеркнута независимость длительности и полосы, означающая возможность расширения спектра (увеличения длительности) без укорочения сигнала во временной (частотной) области. Тем самым акцентируется преимущественная роль угловой (частотной или фазовой) модуляции в любых технологиях расширения спектра. Амплитудная модуляция может способствовать расширению спектра только путем сокращения временной зоны, в которой сконцентрирована основная энергия сигнала, т.е. за счет уменьшения эффективной длительности. Тем самым, лишь угловая модуляция позволяет расширить спектр сигнала, не оказывая влияния на распределение его энергии во временной области.

Понятно, что для превращения сигнала в широкополосный необходимо соответствующее управление его комплексной огибающей $\dot{M}(t)$, т.е.

модуляция мгновенной амплитуды $M(t)$ и его мгновенной начальной фазы $\varphi(t)$. Математический вид рассматриваемого радиосигнала:

$$m(t) = \operatorname{Re}[\dot{M}(t)\exp(j2\pi f_0 t)],$$

$$\dot{M}(t) = M(t)\exp(j\varphi(t)). \quad (1.1.7)$$

Как уже отмечалось, амплитудная модуляция обеспечивает широкополосность сигнала, поскольку она расширяет спектр ценой концентрации энергии сигнала в коротких временных интервалах. Фактически это означает работу с короткими простыми сигналами. Напротив, угловая модуляция способна безгранично расширить спектр, не затрагивая распределение энергии сигнала во времени.

В зависимости от характера используемой модуляции все широкополосные сигналы можно разделить на непрерывные и дискретные. Для первых закон модуляции, т.е. комплексная огибающая $\dot{M}(t)$, - непрерывная функция времени, тогда как моделируемые параметры вторых (амплитуда, частота, начальная фаза) – кусочно-постоянны, скачкообразно изменяя свои значения только в дискретные моменты времени. В работе будут рассмотрены только дискретные сигналы в силу их использования в большинстве современных и перспективных широкополосных системах.

Дискретный сигнал – это последовательность элементарных символов (импульсов) фиксированной формы, повторяющихся с некоторым фиксированным интервалом времени. Элементарный импульс исчерпывающе характеризуется комплексной огибающей $\dot{M}_0(t)$, задающей его форму и закон внутренней модуляции, если она присутствует. Традиционно временной интервал τ между последовательными символами равен или больше длительности элементарного символа τ_c . Комплексная огибающая дискретного сигнала может быть записана, как

$$\dot{M}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i \dot{M}_0(t - i\tau)\exp(j2\pi F_i t), \quad (1.1.8)$$

где M_i и F_i – соответственно комплексная амплитуда и частота i -ого символа. Последовательность $d_i = \pm 1$, $i = \dots, -1, 0, 1, \dots$, определяет действительные амплитуды элементарных символов информационной последовательности.

Предположим, что в модели (1.1.8) сигнал является пакетом конечного числа N_D манипулированных бит данных, т.е.:

$$\begin{cases} |d_i| \neq 0, \text{ при } 0 \leq i \leq N_D - 1 \\ |d_i| = 0, \text{ при } i < 0, i \geq N_D \end{cases} \quad (1.1.9)$$

Длительность аperiodического сигнала равна

$$T_M = (N_D - 1)\tau + \tau_c. \quad (1.1.10)$$

Длительность периодического сигнала, у которого закон модуляции повторяется с периодом N_D бит, соответственно равна

$$T_m = N_D \tau. \quad (1.1.11)$$

Окружающая обстановка, в которой конкретная система передает и извлекает информацию, не всегда полностью дружелюбна по отношению к ней. На приемной стороне полезному сигналу могут сопутствовать наряду с тепловым шумом и иные искажения различной природы. Источником их, в частности, могут оказаться другие системы, работающие в том же или смежном частотном диапазоне.

Расширение спектра является одним из действенных инструментов борьбы с такими искажениями. Анализ поведения систем при комбинированном воздействии помех и теплового шума должен базироваться на таких характеристиках, как вероятность ошибки и точность измерения. В исследовании статистики первой характеристики и состоит конечная цель данной работы.

1.2. Системы множественного доступа с кодовым разделением сигналов

В сотовых и спутниковых системах связи методы широкополосной передачи позволяют обеспечить одновременную работу многих пользователей в общей полосе частот, т.е. реализовать метод многостанционного доступа, основанный на разделении сигналов по форме, другими словами множественный доступ с кодовым разделением сигналов (МДКР) (*Code Division Multiple Access, CDMA*).

Большое число современных беспроводных систем относятся к многопользовательским. В таких системах множество линий связи размещаются в пределах общего частотно-временного ресурса, так что любому индивидуальному абоненту разрешалось передавать или принимать свою собственную информацию параллельно с другими пользователями и независимо от них. При проектировании любой многопользовательской системы основной проблемой является выбор способа множественного доступа, то есть возможности одновременно использовать многими абонентами канала связи с минимальным взаимным влиянием [6].

Показательным примером многопользовательской системы, в которой единственный передатчик осуществляет передачу данных множеству абонентов, служит канал «вниз» спутниковой системы или наземной сотовой связи. Приемник каждого пользователя должен в такой системе иметь возможность выделения информации, адресованной именно ему, из наблюдаемого группового сигнала, в котором содержатся потоки данных, предназначенные и другим абонентам.

Для формализации задачи предположим, что данные k -ого пользователя образуют последовательность $d_k = (d_{k,0}, d_{k,1}, \dots)$, где $d_{k,i}$ означает i -ый символ потока k -ого пользователя. Данная последовательность тем или иным способом модулирует специфический сигнал k -ого пользователя $s_k(t)$, образуя модулированный сигнал $s_k(t; d_k)$. Распространяясь по каналу, каждый из этих сигналов приобретает свою амплитуду A_k и запаздывание τ_k , и, после суммирования с сигналами других пользователей, входит в общий или групповой сигнал, поступающий на приемник

$$s(t; d_1, d_2, \dots, d_K) = \sum_{k=1}^K A_k s_k(t - \tau_k; d_k), \quad (1.2.1)$$

где K – число активных, т.е. реально передающих данные пользователей. Групповой сигнал сопровождается канальным шумом $n(t)$. Приемник должен выделить данные пользователя из наблюдений $y(t)$:

$$y(t) = s(t; d_1, d_2, \dots, d_K) + n(t). \quad (1.2.2)$$

Рассмотрим простейшую синхронную (с нулевыми взаимными задержками) систему двоичной передачи данных, где $K=40$. При наблюдении на интервале одного бита восстановление битов всех 40 индивидуальных пользователей потребовало бы перебора $2^{40} > 2^{12}$ битовых последовательностей всех пользователей, что представляется абсолютно нереальным технологически.

Максимальное число ортогональных сигналов ограничено общей размерностью сигнального пространства, и при общей полосе частот W_S и временном ресурсе T_S число ортогональных радиосигналов не может превышать $2W_S T_S$. Рассмотрим передачу данных с фиксированной скоростью R_b бит/с. Условившись, что все пользовательские сигналы должны быть ортогональны, приходим к соотношению

$$T_S = \frac{\log_2 L}{R_b}. \quad (1.2.3)$$

Следовательно, максимальная размерность сигнального пространства составляет

$$2W_S T_S = \frac{2W_S \log_2 L}{R_b}. \quad (1.2.4)$$

Когда $L=2$ (2ФМ), каждому пользователю достаточно одномерного подпространства сигнального пространства, поскольку для передачи одного бита необходимы только два противоположных импульса. В этом случае максимальное число пользователей совпадает с общей размерностью сигнального пространства. При $L>2$ каждому пользователю требуется двумерное пространство, и все подобные плоскости должны быть ортогональны, так что максимальное число пользователей оказывается вдвое меньше полной размерности сигнального пространства. Итак, верхняя граница максимального числа пользователей при ортогональном множественном доступе

$$K = \begin{cases} \frac{2W_S}{R_b}, & L = 2 \\ \frac{W_S \log_2 L}{R_b}, & L > 2 \end{cases}. \quad (1.2.5)$$

Как метод частотного разделения, так и временного предполагают распределение общего доступного частотно-временного ресурса между различными пользователями, так что каждый из них использует только свою собственную, специфическую для пользователя часть, и отсутствуют абоненты, совместно использующие некоторые части ресурса. При множественном доступе с частотным разделением сигналов (МДЧР) (*frequency division multiple access, FDMA*) подобное использование осуществляется в частотной области, то есть в распоряжении одного пользователя находится весь временной ресурс и только часть частотного. Деление на части временной области в множественном доступе с временным разделением сигналов (МДВР) (*time division multiple access, TDMA*) предоставляет возможность одиночному пользователю занимать весь доступный частотный ресурс, но только часть полного временного кадра.

Обслуживание большого числа абонентов K с неизбежностью означает использование большого частотно-временного ресурса $W_S T_S \gg 1$, и, если предоставить каждому пользователю одновременно и всю доступную полосу W_S и полный доступный временной интервал T_S , возникнет схема ортогонального множественного доступа, в которой все абонентские сигналы широкополосные.

Индивидуальный широкополосный сигнал, назначенный k -ому пользователю, назовем k -ой сигнатурой. Каждая сигнатура занимает всю полосу W_S и весь временной кадр T_S (рис. 1.2.1), передавая $\log_2 L$ бит данных при L -ичной ФМ передачи. Если $L > 2$, то данный метод может обслуживать до $K = WT = W_S T_S = (W_S \log_2 L) / R_b$ абонентов, тогда как применение 2ФМ допускает удвоенное число K , позволяя двум различным пользователям использовать сдвинутые по фазе квадратурные копии одной и той же сигнатуры.

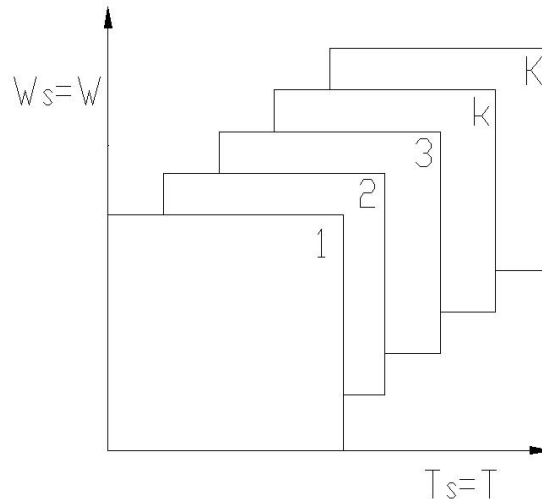


Рис. 1.2.1. Использование ресурса частота-время при широкополосном множественном доступе

В рассмотренном методе множественного доступа соответствующее кодирование сигнатур обеспечивает ортогональность сигналов пользователей и не требует фрагментации временной или частотной области. Поэтому данный метод назван множественным доступом с кодовым разделением. Достоинства МДКР в сравнении с классическими методами МДВР и МДЧР (помехоустойчивость, низкая вероятность обнаружения и др.) автоматически следуют из широкополосной природы МДКР. В то же время, синхронизация сигнатур является необходимым условием для обеспечения их ортогональности и разделения абонентов на приемной стороне.

Чтобы дифференцировать описанный вариант *CDMA* от второго, добавим к его названию определение синхронный (*S-CDMA*). Синхронный вариант достаточно легко реализуем в системах с единственным передатчиком. Благодаря этому *S-CDMA* используется как платформа физического уровня линии «вниз» в сотовых сетях поколений 2G (*cdmaOne*) и 3G (*cdma2000*, *WCDMA*).

Для многих приложений типична ситуация, когда задержки τ_k абонентских сигналов могут варьироваться в широком диапазоне, делая синхронизацию сигнатур на входе приемника проблематичной или вообще невозможной. Наглядный пример такого рода дает мобильная сотовая связь, где расстояния движущихся абонентских сигналов от базовой станции постоянно меняются, а с ними и время прихода пользовательских сигналов на приемник линии «вверх». В принципе, каждый потребитель, зная собственное текущее положение относительно базовой станции, а значит, и задержку распространения, имеет возможность передавать свой сигнал с упреждением на эту задержку. В результате задержки распространения будут скомпенсированы, и все абонентские сигналы придут на вход приемника синхронно. Однако применение подобной процедуры приведет к серьезному усложнению мобильных терминалов, вследствие чего не используется.

Рассмотрим возможные методы обеспечения ортогональных сигналов $u(t)$ и $v(t)$ и вычислим их взаимную корреляционную функцию (ВКФ) $R_{uv}(\tau)$:

$$R_{uv}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)v(t - \tau)dt. \quad (1.2.5)$$

Применение теоремы Парсеваля дает

$$R_{uv}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_u(f)S_v^*(f)\exp(j2\pi f\tau)df. \quad (1.2.6)$$

Если необходима ортогональность сигналов вне зависимости от сдвига τ , должно выполняться равенство

$$R_{uv}(\tau) = 0, \quad (1.2.7)$$

что в силу линейности преобразования Фурье возможно, если и только если на всей оси частот

$$S_u(f)S_v(f) = 0. \quad (1.2.8)$$

Последнее означает, что спектры двух сигналов не должны перекрываться. Схема множественного доступа с неперекрывающимися спектрами – МДЧР.

Следствием отсутствия синхронизма сигнатур на входе приемника является возникновение взаимной помехи, т.е. ненулевого отклика приемника k -ого пользователя на сигналы других абонентов.

В любой реальной асинхронной *CDMA* системе должны быть приняты меры по выравниванию интенсивностей всех пользовательских сигналов на входе приемника с целью устранения эффекта «близкий-далекий». Этот

эффект состоит в том, что помеха от сторонних пользователей, более близких к приемнику, чем сигнал нужного абонента, может значительно превзойти по интенсивности полезный сигнал. Мощности всех сигналов P_S специально выравнивают. Поскольку имеется $K-1$ независимых сторонних пользователей, общая спектральная плотность N_I взаимных помех составит

$$N_I = (K - 1)P_S/W_S, \quad (1.2.9)$$

где P_S – мощность одного сигнала на входе приемника.

Теперь можно записать отношение сигнал-(шум+помеха) по мощности q_I^2 , учитывающее как взаимные помехи, так и тепловой шум

$$q_I^2 = \frac{2E_b}{N_n + N_I} = \frac{2E_b}{N_n + (K-1)P_S/W_S}. \quad (1.2.10)$$

Как правило, число пользователей K и/или выигрыш от обработки для каждой сигнатуры достаточно велики и можно использовать центральную предельную теорему. Это означает, что к реализациям можно применить гауссовскую аппроксимацию. Таким образом, если применяется 2ФМ, то для любого абонента вероятность ошибки на бит вычисляется для отношения

$$q^2 = q_I^2 = \frac{2E_b}{N_n + N_I}. \quad (1.2.11)$$

Заметим, что в многопользовательской среде отсутствие теплового шума ($N_n=0$) не приведет к безошибочному приему данных, так как наличие взаимных помех приведет к конечному предельному отношению сигнал-помеха

$$q_I^2 = \frac{2E_b}{(K-1)P_S/W_S} = \frac{2P_S T_S}{(K-1)P_S/W_S} = \frac{2WT}{K-1}. \quad (1.2.12)$$

Отсюда следует, что предельная достоверность приема полностью зависит от выигрыша обработки $W_S T_S$ и числа пользователей K . Таким образом, максимально возможное количество пользователей может быть оценено следующей верхней границей:

$$K \leq \frac{2W_S T_S}{q_I^2} + 1. \quad (1.2.13)$$

1.3. Метод прямого расширения спектра

Среди методов широкополосной передачи в цифровых системах связи наибольшее распространение получили два метода [7]. Первый метод расширения спектра основан на использовании псевдослучайных

последовательностей (ПСП), который получил название метода прямого расширения спектра (ПРС) (*Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS*). Второй часто используемый метод широкополосной передачи основан на программной перестройке рабочей частоты сигнала (ППРЧ) (*Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS*). Суть метода заключается в периодическом скачкообразном изменении несущей частоты сигнала по некоторому алгоритму, известному приемнику и передатчику. Преимущество метода заключается в простоте его реализации, но существенным недостатком является задержка в потоке данных при каждом скачке. Данный метод используется преимущественно в *Bluetooth* и *GSM*. В данной работе он не рассматривается.

Упрощенная функциональная схема цифровой системы связи с ШПС, использующей метод ПРС, изображена на рис.1.3.1.

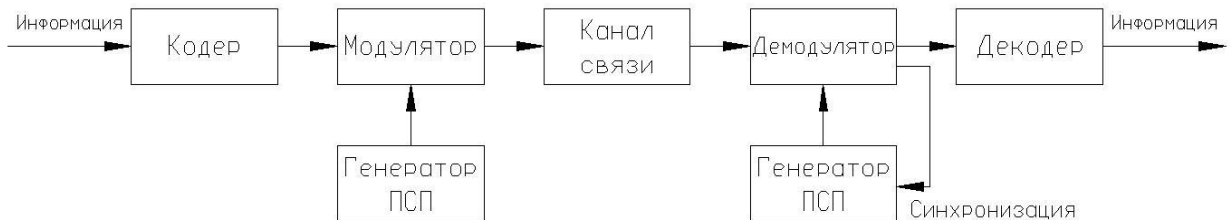


Рис.1.3.1. Упрощенная функциональная схема цифровой системы связи с ШПС ПРС

Генераторы ПСП на передающей и приемной сторонах идентичны. Именно ПСП сначала применяются для расширения спектра передаваемых по каналу связи сигналов, а затем перед демодуляцией для его сжатия. Для расширения спектра в такой схеме применяют фазовую манипуляцию.

Рассмотрим простейший случай цифровой передачи данных с помощью 2ФМ без расширения спектра. Обозначим через $d_k(t)$ информационный (модулирующий) сигнал k -ого пользователя, в котором положительные и отрицательные импульсы длительности τ_c передают значения информационного бита 0 и 1 соответственно. Модуляция 2ФМ осуществляет передачу сигнала данных $d_k(t)$ в виде сигнала:

$$m_k(t; d_k) = d_k(t) \cos(2\pi f_0 t), \quad (1.3.1)$$

где f_0 – несущая частота.

В результате распространения по каналу сигнал приобретает задержку τ_k и фазовый сдвиг φ_k , а так же испытывает ослабление. Поэтому принятый полезный сигнал записывается в виде

$$y_k(t; d_k) = l d_k(t - \tau_k) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k), \quad (1.3.2)$$

где l – коэффициент ослабления, который впредь принимаем равным 1.

Теперь рассмотрим изменения, вносимые прямым расширением спектра, если ПРС реализуется с использованием 2ФМ. Пусть $m_k(t)$ – k -я пользовательская 2ФМ сигнатура, т.е. дискретный сигнал, составленный из элементарных символов длительности τ_c , манипулированных некоторой специфической для каждого пользователя бинарной псевдослучайной последовательностью $P(t)$. Пусть на интервале одного бита данных содержится N чипов ПСП. Тогда сигнал ФМ-ПРС имеет вид:

$$s_k(t; d_k) = P_k(t) d_k(t) \cos(2\pi f_0 t). \quad (1.3.3)$$

Из (1.3.1) и (1.3.3) следует, что ПРС расширяет спектр в N раз.

1.4. Построение передатчика и приемника радиосигнала с прямым расширением спектра

Простейшая модель системы передачи информации изображена на рис.1.4.1. В данной схеме блок ПРД – передатчик – включает в себя источник информационного сигнала, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), модулятор 2ФМ, усилитель сигнала, перемножение сигнала с ПСП, фильтр, на выходе которого формируется сигнал, далее попадающий в среду передачи, где сигнал ослабляется и задерживается. Искаженный сигнал поступает на приемник, где он снова перемножается с ПСП, фильтруется и поступает на демодулятор данных.

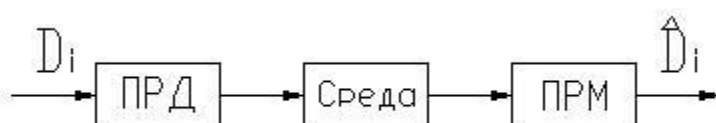


Рис. 1.4.1. Простейшая функциональная схема системы радиосвязи

На рисунке 1.4.2 изображена обобщенная функциональная схема системы радиосвязи, где верхняя часть схемы – это передающая часть, нижняя – приемная часть, и связывает эти две части – канал распространения электромагнитных волн.

Исходная информация от источника приходит в виде двоичных символов сообщения. Эта последовательность поступает на кодер источника, который устраняет избыточность передаваемой последовательности. Далее символьный поток D_i подается на помехоустойчивый кодер для улучшения

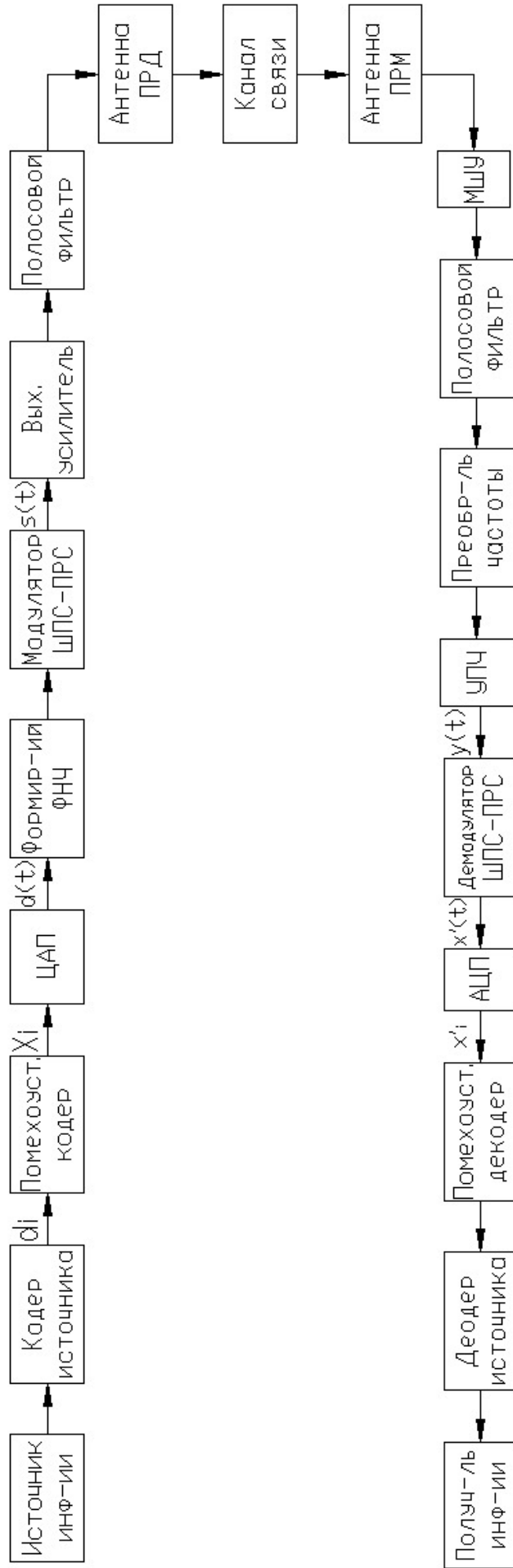


Рис. 1.4.2. Обобщенная функциональная схема системы радиосвязи

качества приема сигнала и для обеспечения возможности исправления ошибок при его приеме. Таким образом, последовательность символов с выхода кодера источника преобразуется в поток кодовых символов, состоящих из битов или групп битов, которые рассматриваются, как битовый поток x_i . Скорость битового потока обозначается R_b . Каждый бит двоичного

потока представляет собой уровень напряжения, соответствующий логическому нулю или единице. Для преобразования цифрового потока в импульсы напряжения или тока используется ЦАП.

На входе модулятора ШПС-ПРС стоит формирующий ФНЧ, который минимизирует ширину спектра низкочастотного импульсного сигнала и формирует огибающую каждого импульса, отличной от прямоугольной, с длительностью импульса $\tau_{имп}$, которая может быть больше времени передачи одного кодового символа $\tau_c = R_b^{-1}$.

Для передачи информации в диапазоне радиочастот необходимо сформировать полосовой модулированный сигнал $m(t)$, в чем заключается работа модулятора 2ФМ, входящего в состав модулятора ШПС-ПРС. Так как в данной работе рассматривается система радиосвязи с ШПС, то смоделированный передаваемый сигнал перемножается с ПСП, что обеспечивает расширение спектра полученного сигнала. Далее колебание поступает на усилитель мощности (УМ), где происходит усиление мощности сигнала до уровня, необходимого для его уверенного приема. Так как на выходе УМ, который является нелинейным устройством, помимо полезного сигнала присутствуют и интермодуляционные компоненты, необходимо использовать выходной полосовой радиочастотный фильтр. Тогда РЭУ не будет создавать помехи другим устройствам, работающим в соседних частотных полосах.

При распространении по каналу связи сигнал $D'(t)$ задерживается по времени на τ_k секунд и ослабляется в l раз ($l \ll 1$). Кроме того, к сигналу добавляются шумы и помехи.

В приемнике обеспечивается выделение сигнала на фоне помех и понижение частоты полосового колебания $y(t)$. В процессе фильтрации сигнал дополнительно искажается. Для устранения или ослабления этих линейных искажений, называемых межсимвольными (МСИ), используются сигналы Найквиста. Для этого образуются специальный сквозной найквистов

канал. При таком способе устранения МСИ формирующий ФНЧ в передатчике имеет специальную характеристику, условно называемую *root raised cos (RRC)*. Второй такой же фильтр используется в демодуляторе приемника. Результирующая сквозная частотная характеристика эквивалентной цепи передачи от входа аналоговой части (выход ЦАП) до выхода демодулятора определяется как *RC*. ФНЧ с АЧХ типа *RC* называется фильтром Найквиста, который позволяет полностью компенсировать МСИ при правильно подобранных параметрах фильтра.

Итак, с выхода антенны принятое колебание поступает на малошумящий усилитель (МШУ), обладающий малым коэффициентом шума и высоким коэффициентом усиления. Далее производится частотная селекция сигнала в ПФ на входе ПЧ. В ПЧ производится понижение частоты принятого колебания до промежуточной частоты приемника. Затем сигнал в смеси с шумом поступает на УПЧ, частота настройки которого совпадает с номинальной промежуточной частотой. С выхода УПЧ колебание подается на демодулятор (ДМ). На выходе демодулятора формируются отсчеты ± 1 в тактовые моменты времени с периодом τ_c . В АЦП отсчеты преобразуются в цифровой битовый поток. Полученная последовательность бит разделяется на блоки, которые подаются на декодер канала. Искаженная последовательность бит с выхода преобразователя содержит информационные и проверочные биты. Используя проверочные биты, декодер проверяет достоверность информационных бит и при возможности исправляет искажения. В настоящее время исправляющая способность помехоустойчивых кодов такова, что при коэффициенте битовых ошибок *BER (bit error rate)* на входе декодера 10^{-3} , на выходе декодера вероятность уменьшается до значений, меньших 10^{-7} . Полученный поток символов поступает на декодер источника и далее к получателю.

На рисунке 1.4.3 изображена упрощенная функциональная схема системы радиосвязи. От источника поступает сигнал в виде двоичных символов D_i , который, проходя через ЦАП, преобразуется в аналоговый сигнал $D(t)$ – низкочастотный сигнал в виде прямоугольных импульсов. В модуляторе формируется полосовой модулирующий сигнал $m(t)$, который является двоичным фазоманипулированным сигналом 2ФМ (*Direct Sequence - binary phase-shift keying DS-BPSK*), и может быть представлен в виде:

$$m(t) = D(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

$$\dot{m}(t) = D(t) e^{j\varphi_0}. \quad (1.4.1)$$

После чего ФМ-сигнал перемножается с ПСП $P(t)$. На выходе перемножителя имеем широкополосный сигнал ФМ-ШПС:

$$s(t) = D(t)P(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (1.4.2)$$

Без потери общности считаем амплитуду сигнала $s(t)$, равной 1В.

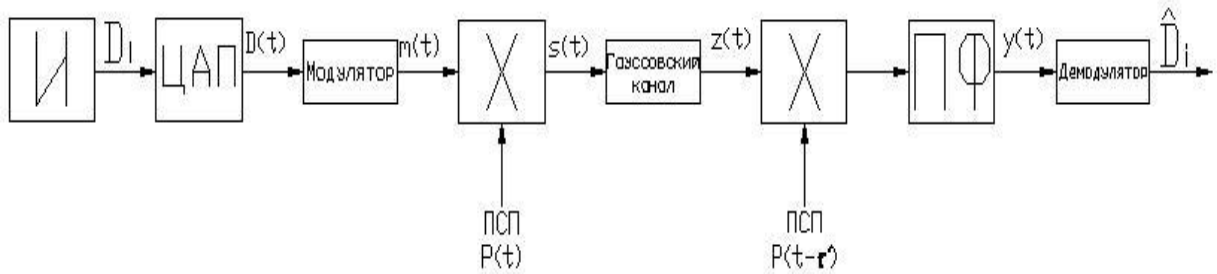


Рис.1.4.3 Упрощенная функциональная схема системы радиосвязи

Далее сигнал проходит через канал связи, где он задерживается, ослабляется, а так же к нему добавляется шум, и тогда сигнал можно записать следующим образом:

$$z(t) = s(t - \tau_k)l + n(t), \quad (1.4.3)$$

где l - коэффициент ослабления. В данной работе принимаем $l=1$.

Так как в работе используется метод комплексных амплитуд, то запишем комплексную огибающую сигналов (1.4.2) и его задержанной копии после прохождения канала связи:

$$\begin{aligned} \dot{S}(t) &= D(t)P(t)e^{j\varphi_0}, \\ \dot{Z}(t) &= \dot{S}(t)le^{-j\omega_0\tau_k} + \dot{N}(t), \end{aligned} \quad (1.4.4)$$

где $\dot{N}(t)$ – комплексная амплитуда АБГШ.

Действительная составляющая сигнала $\dot{Z}(t)e^{j\omega_0 t}$ имеет вид:

$$\begin{aligned} \text{Re}(Ze^{j\omega_0 t}) &= \text{Re}\{e^{j\omega_0 t}(D(t - \tau_k)P(t - \tau_k)le^{-j\omega_0\tau_k}e^{j\varphi_0} + \dot{N}(t))\} = \\ &= s(t - \tau_k)l + n(t). \end{aligned} \quad (1.4.5)$$

В приемнике сигнал снова умножается на ПСП $P(t-\tau')$. И тогда комплексная амплитуда сигнала на выходе полосового фильтра (рис.1.4.3) имеет вид:

$$\dot{Y}(t) \approx lD(t - \tau_k)P(t - \tau_k)P(t - \tau')e^{-j\omega_0\tau_k}e^{j\varphi_1} + \dot{N}(t), \quad (1.4.6)$$

где φ_1 – начальная фаза сигнала с учетом задержки в ПФ.

Если $\tau = \tau_k'$, то ПСП умножается сама на себя без сдвига и в результате умножения дает единицу:

$$\dot{Y}(t) = lD(t - \tau_k)e^{-j\omega_0\tau_k}e^{j\varphi_0} + \dot{N}(t). \quad (1.4.7)$$

При гауссовском распределении плотности вероятности шума среднее значение равно нулю, а дисперсия [8]:

$$\sigma_{\text{АБГШ}}^2 = \sigma_{n(t)}^2 = \sigma_{\text{Re } \dot{N}}^2 = \sigma_{\text{Im } \dot{N}}^2. \quad (1.4.8)$$

На рисунке 1.4.4 изображена модель демодулятора сигнала 2ФМ. После перемножения имеется низкочастотное колебание:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= [y(t)U_{\text{ор}}(t)]_{\text{НЧ}}, \\ x_1(t) &= \text{Re}\{\dot{Y}(t)\dot{U}_{\text{ор}}^*(t)\}, \end{aligned} \quad (1.4.9)$$

Тогда:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= lD(t - \tau_k)\text{Re}[e^{-j\omega_0\tau_k}e^{j\varphi_0}e^{-j\varphi_r}] + n_1(t) = \\ &= lD(t - \tau_k)\cos(\omega_0\tau_k - \varphi_0 + \varphi_r) + n_1(t). \end{aligned} \quad (1.4.10)$$

где $\cos(\omega_0\tau_k - \varphi_0 + \varphi_r) = \text{const}$, а в случае когерентного приема $\cos(\omega_0\tau_k - \varphi_0 + \varphi_r) = 1$.

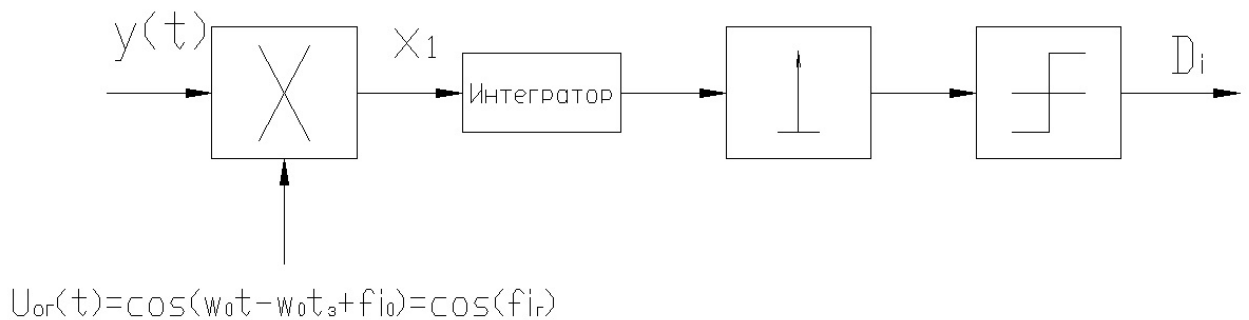


Рис. 1.4.4. Схема демодулятора 2ФМ

Итак, процесс формирования ШПС происходит в 2 этапа: модуляция и расширение спектра, иногда называемая вторичной модуляцией посредством ПСП. Вторичная модуляция осуществляется с помощью идеальной операции перемножения ПСП и сигнала 2ФМ.

Таким образом, на вход приемника системы радиосвязи поступает сумма k независимых сигналов с расширенным спектром, занимающих одну и ту же полосу W_S :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K P_k(t)m_k(t) + I(t) + n(t), \quad (1.4.11)$$

где K – число одновременно передающих пользователей, $P_k(t)$ – ПСП k -ой пары передатчик-приемник, $m_k(t)$ – модулированный сигнал, $I(t)$ – помеха, $n(t)$ – АБГШ.

Считаем, что в приемнике пользователя, которому предназначено сообщение, имеется синхронизированный во времени сигнал $P_k(t)$, обеспечивающий сжатие спектра и представляющий точную задержанную на τ_k копию сигнала ПСП соответствующего передатчика. Полученный после сжатия узкополосный сигнал демодулируется, как показано на рис.1.4.4.

Если выбран ансамбль некоррелированных сигналов ПСП, то после операции сжатия спектра сохраняется лишь модулированный полезный сигнал. Все другие сигналы, являясь некоррелированными, сохраняют широкополосность и имеют ширину спектра, превышающую граничную полосу пропускания фильтра демодулятора.

Выигрыш при корреляционной обработке G_p – это коэффициент, показывающий, во сколько раз отношение сигнал/шум (S/N) или отношение сигнал/помеха (S/I) на выходе увеличивается по сравнению с аналогичными величинами на входе. Выигрыш может быть определен, как:

$$G_p = (S/N)_{\text{ВЫХ}} / (S/N)_{\text{ВХ}}. \quad (1.4.12)$$

Имеющийся выигрыш при обработке часто оценивают с помощью соотношения

$$G_p = \frac{BW_{\text{РЧ}}}{BW_{\text{Мод}}} = \frac{BW_{\text{РЧ}}}{R_{\text{инф}}} = \frac{BW_{\text{РЧ}}}{f_b}, \quad (1.4.13)$$

где $BW_{\text{РЧ}}$ – ширина РЧ полосы, $BW_{\text{Мод}}$ – ширина полосы моделирующего сигнала. Ширина полосы модулирующего сигнала $R_{\text{инф}} = f_b$, то есть скорости передачи модулирующего сигнала, если его спектральная эффективность равна 1 бит/(с*Гц).

Коэффициент помехозащищенности M_j учитывает требуемое значение отношения сигнал/шум и возможные энергетические потери при реализации $L_{\text{сист}}$ и определяется, как

$$M_j = G_p - [L_{\text{сист}} + (S/N)_0]. \quad (1.4.14)$$

Выводы:

В первой главе приведены теоретические сведения о радиосигналах с расширенным спектром – ШПС, определена область исследования – сигналы с прямым расширением спектра ПСП. Приведены основные характеристики систем множественного доступа при *CDMA* в сравнении с системами с временным разделением. В последнем подразделе рассмотрена типовая схема системы радиосвязи с ШПС-ПРС, на основании которой построена упрощенная схема радиосистемы. Для последней схемы записаны основные соотношения для сигналов и процессов в разных точках схемы передатчика и приемника.

2. ПСП, используемые для прямого расширения спектра сигналов

2.1. Основные требования к характеристикам ПСП

В цифровых системах радиосвязи, использующих МДКР и прямое расширение спектра, решаются следующие основные задачи:

1. Прием и выделение своего сигнала на фоне других сигналов;
2. Борьба с преднамеренными помехами.

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

- «хорошие» авто- и взаимно-корреляционные свойства последовательностей, входящих в состав ансамбля;
- максимальный период для заданной длины регистра сдвига, формирующего последовательность;
- сбалансированность структуры, то есть для каждого интервала последовательности количество двоичных единиц и нулей должно отличаться не больше чем на один элемент.

В данной работе будут использоваться М-последовательности и последовательности Голда, обоснование выбора которых приведено в [9].

Автокорреляцией называется согласование ПСП с собственной запаздывающей версией той же ПСП. АКФ действительного эргодического случайного процесса $x(t)$ определяется как [1]:

$$R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)x(t + \tau)dt \text{ для } -\infty < \tau < \infty. \quad (2.1.1)$$

Исходя из этого определения, можно сказать, что АКФ дает меру схожести сигнала с собственной копией, задержанной на τ секунд. Нормированная АКФ псевдослучайного сигнала с единичной длительностью элементарного символа и периодом N элементарных сигналов может быть записана следующим образом:

$$R_x(\tau) = \frac{N_c - N_n}{N}, \quad (2.1.2)$$

где N_c – число соответствий, N_n – число несоответствий, N – длина последовательности.

Характерный график периодической АКФ $R_x(\tau)$ последовательности максимальной длины N показан на рис.2.1.1. Очевидно, что для $\tau=0$, то есть когда сигнал $x(t)$ и его копия совпадают, $R(0)=N$. В то же время для любого

циклического сдвига между $x(t)$ и $x(t+\tau)$ при ($1 \leq \tau \leq N$) АКФ равна минус 1, что подтверждает выполнение требования к сбалансированности структуры.

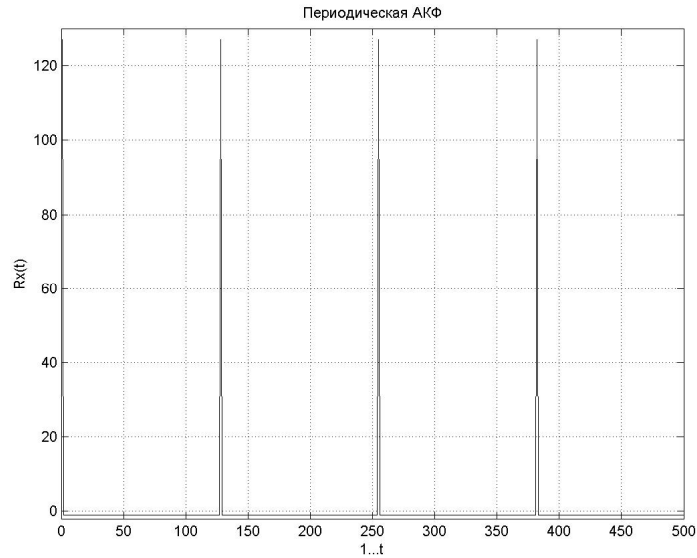


Рис.2.1.1. Периодическая АКФ псевдослучайной последовательности длиной N

Для построения аperiodической АКФ в опорной последовательности все значения первого периода принимаются равными нулю; второй период остается неизменным; третий период и все последующие так же обнуляются. Схема взаимного расположения последовательностей для построения аperiodической АКФ схематически изображен на рис.2.1.2, где a – исследуемая ПСП, \hat{a} – «сдвигаемая» последовательность.

000100110101111	000100110101111	000100110101111	a
0000000000000000	000100110101111	0000000000000000	\hat{a}

Рис.2.1.2. Последовательности для построения аperiodической АКФ

Для расчета АКФ при сдвиге ПСП \hat{a} на k элементов фактически рассчитывается расстояние Хэмминга $d_H(a, \hat{a}, k)$ для a и \hat{a} на периоде N , разность между N и $d_H(a, \hat{a}, k)$ и является значением АКФ.

Характерный вид аperiodической АКФ изображен на рис.2.1.3. Очевидно, что максимум, как и у периодической АКФ, равен N при $\tau=0$; при $\tau \neq 0$ имеются так называемые боковые «выбросы». Оценка максимума модуля этих выбросов определяется, как:

$$\delta = \sqrt{N}. \quad (2.1.3)$$

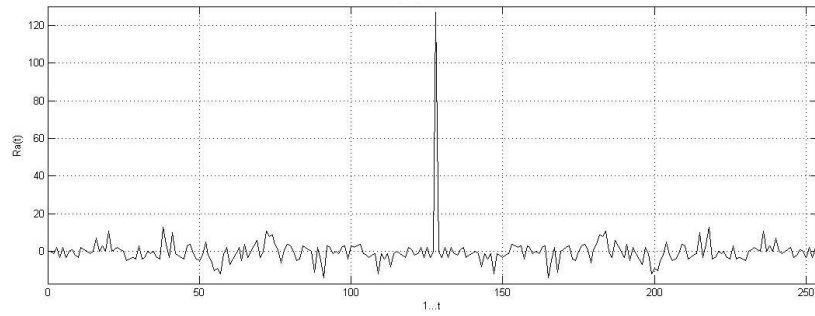
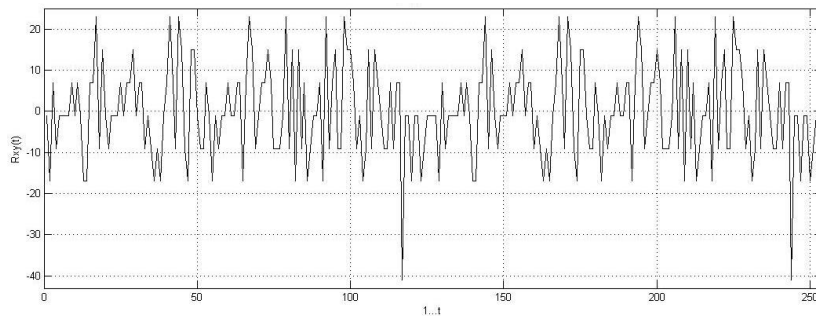


Рис.2.1.3. Аперiodическая АКФ ПСП длиной $N=127$

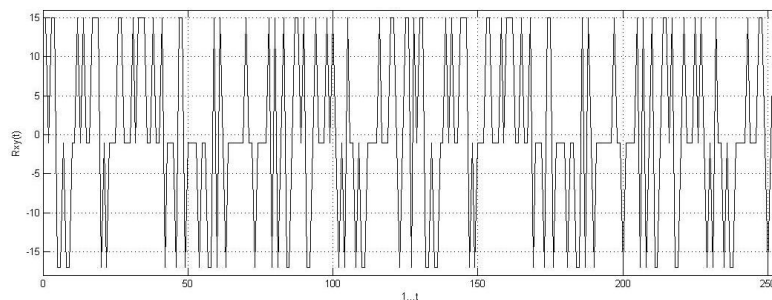
ВКФ ПСП – это функция сравнения двух различных ПСП одинаковой длины N . ВКФ действительных эргодических случайных процессов $x(t)$ и $y(t)$ определяется как

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t + \tau)dt \text{ для } -\infty < \tau < \infty. \quad (2.1.4)$$

Алгоритм построения периодической и аперiodической ВКФ аналогичен алгоритму построения АКФ. Максимальный уровень ВКФ не определяется длиной последовательности, как у АКФ. Известно [1], что наилучшими характеристиками обладают так называемые «трехуровневые» периодические ВКФ, так как они имеют наименьший максимальный уровень ВКФ. Примеры периодической произвольной и трехуровневой ВКФ представлены на рис.2.1.4. Пример аперiodической ВКФ на рис.2.1.5.



а) Периодическая ВКФ ПСП



б) Трехуровневая периодическая ВКФ ПСП

Рис.2.1.4. Периодические ВКФ ПСП длинами $N=127$

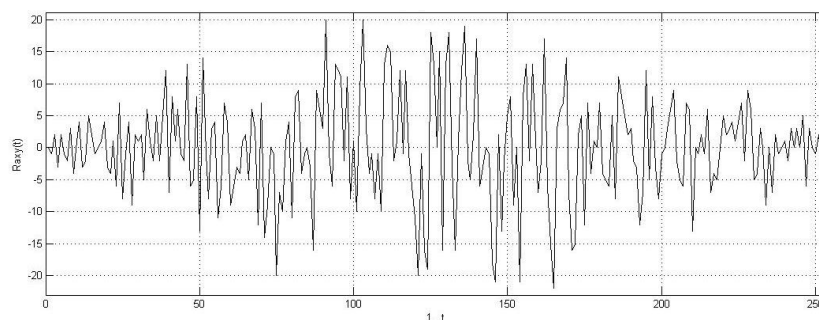


Рис.2.1.5. Аперiodическая ВКФ ПСП длиной $N=127$

Наиболее трудной задачей, решаемой с помощью нескольких ПСП в системе с МДКР, является разделение сигналов различных пользователей, использующих одну и ту же полосу передачи. Низкочастотные ПСП выполняют функцию «ключа» для каждого пользователя и позволяют в приемнике выделить предназначенный ему сигнал. Поэтому полный ансамбль ПСП должен быть выбран таким, чтобы взаимная корреляция между любой парой последовательностей была достаточно мала. Это позволяет минимизировать уровень взаимных помех.

В реальных системах радиосвязи требуется, чтобы обеспечивалась простота когерентного формирования ПСП на передающей и приемной сторонах. К числу наиболее известных и хорошо изученных ПСП относятся последовательности максимальной длины. Они привлекательны для систем, ориентированных на одного пользователя, и широко используются в системах радиосвязи. С точки зрения требований к взаимно корреляционным свойствам, предъявляемым в системах МДКР, более интересными являются последовательности Голда, Касами и Уолша.

2.2. Выбор наборов ПСП из М-последовательностей и кодов Голда

Для анализа характеристик системы радиосвязи с ФМ-ШПС необходимо выбрать два ансамбля ПСП длиной 127 в соответствии с ТЗ на данную работу.

В первый ансамбль входят М-последовательности, имеющие наилучшие характеристики АКФ, то есть наименьшие уровни боковых лепестков. Во второй ансамбль входят коды Голда, образованные парами М-последовательностей из первого ансамбля. В каждый ансамбль входят 8 последовательностей длиной 127.

Рассмотрим первый ансамбль из восьми М-последовательностей длиной $N=127$ бит.

Любая ПСП образуется с помощью характеристического уравнения

$$f(D) = c_0 D^7 + c_1 D^6 + c_2 D^5 + c_3 D^4 + c_4 D^3 + c_5 D^2 + c_6 D + 1, \quad (2.2.1)$$

и произвольного вектора начальных условий

$$(a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7) = (1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0). \quad (2.2.2)$$

Для моделирования 8 разных ПСП данного ансамбля задаются 8 разных наборов коэффициентов характеристического уравнения. Для получения последовательностей максимальной длины коэффициенты выбираются не случайно. Эти коэффициенты приведены в Приложении 1, табл.П1 [3]. Из 18 коэффициентов при $n=7$ выбраны 8. Критерием выбора являются наилучшие характеристики аperiodических АКФ, то есть наименьший уровень боковых лепестков [9].

Рассмотрим формирование одной из последовательностей данного ансамбля. На рис.2.2.1 приведена схема генератора М-последовательности длиной 127 с коэффициентами характеристического уравнения

$$(c_0 \ c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4 \ c_5 \ c_6) = (1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1). \quad (2.2.3)$$

Тогда характеристическое уравнение (2.2.1) имеет вид:

$$f(D) = D^7 + D^6 + D^5 + D^3 + D^2 + D + 1. \quad (2.2.4)$$

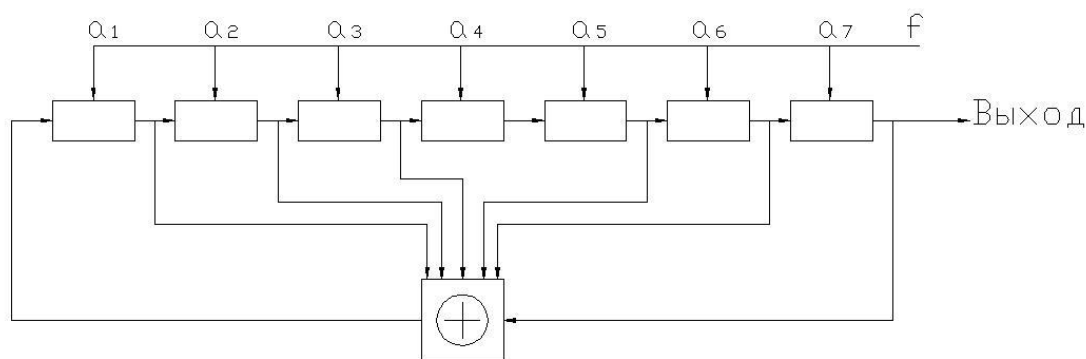


Рис.2.2.1. Схема генератора М-последовательности длиной 127 с коэффициентами характеристического уравнения (2.2.3)

Периодическая и аperiodическая АКФ полученной М-последовательности изображены на рис.2.2.2 и рис.2.2.3 соответственно. В Приложении 2 приведен текст программы формирования этой М-последовательности в пакете *Matlab*.

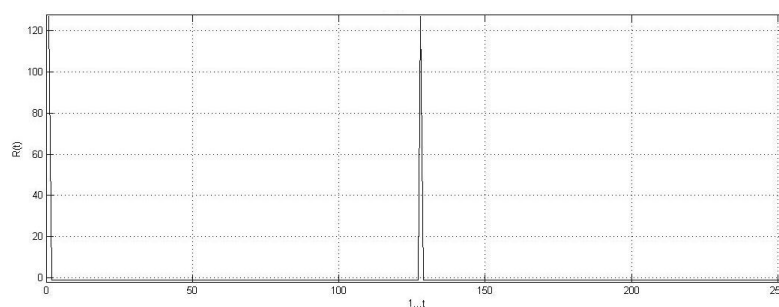


Рис.2.2.2. Периодическая АКФ М-последовательности $N=127$ и характеристическим уравнением (2.2.4)

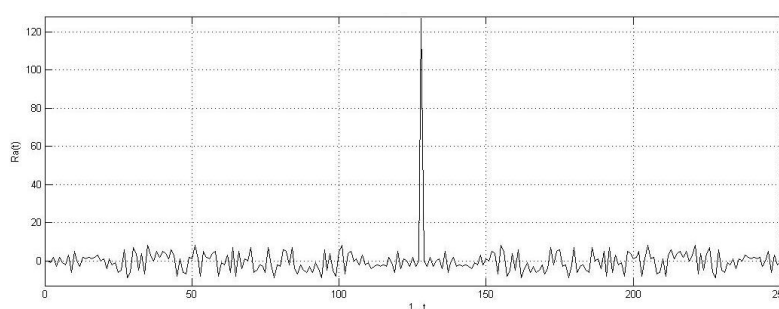


Рис.2.2.3. Аперриодическая АКФ М-последовательности $N=127$ и характеристическим уравнением (2.2.4)

Периодическая АКФ имеет максимум $N=127$, равный длине ПСП, и уровень боковых лепестков -1 . Такую периодическую АКФ имеют все М-последовательности. Аперриодическая АКФ имеет максимальный по модулю выброс боковых лепестков 9 . Это минимальный уровень боковых лепестков М-последовательностей для $N=127$, как показано в [9]. В выбранном ансамбле максимальный по модулю уровень боковых выбросов аперриодических АКФ равен 12 . В Таблице 2.2.1 приведены результаты исследования аперриодических АКФ М-последовательностей длиной 127 . В таблице выделены ПСП, входящие в первый ансамбль.

Как отмечено в п.2.1, наилучшими характеристиками ВКФ обладают пары последовательностей, имеющие трехуровневые периодические ВКФ. Максимальный уровень таких ВКФ минимален и при $N=127$ равен 17 .

Рассмотрим выбранный ансамбль ПСП (табл.2.2.1, строки 1...8). Построены все 28 периодических ВКФ для ансамбля (количество ВКФ определено как число сочетаний из 8 по 2). Трехуровневую периодическую ВКФ имеют лишь 15 них. У остальных пар максимальный уровень лепестков достигает большого значения, равного 41 . Уровни периодических и аперриодических ВКФ всех пар М-последовательностей данного ансамбля

представлены в таблице 2.2.2. В таблице пары последовательностей заданы коэффициентами характеристического уравнения (2.2.1).

Таблица 2.2.1. Сводная таблица результатов исследования аperiodических АКФ М-последовательностей длиной 127

№	Коэффициенты характеристического уравнения	Уровень боковых лепестков
1	1 1 1 0 1 1 1 1	9
2	1 1 0 1 0 0 1 1	10
3	1 0 0 0 1 0 0 1	11
4	1 0 0 1 0 0 0 1	11
5	1 0 1 1 1 0 0 1	11
6	1 0 1 1 1 1 1 1	11
7	1 1 0 0 1 0 1 1	12
8	1 1 1 1 1 1 0 1	12
9	1 1 1 1 0 0 0 1	12
10	1 1 0 0 0 0 0 1	13
11	1 0 1 0 1 0 1 1	13
12	1 0 0 0 1 1 1 1	13
13	1 1 0 1 0 1 0 1	13
14	1 1 1 0 0 1 0 1	13
15	1 0 0 1 1 1 0 1	13
16	1 0 1 0 0 1 1 1	13
17	1 1 1 1 0 1 1 1	13
18	1 0 0 0 0 0 1 1	14

Рассмотрим второй ансамбль из восьми последовательностей Голда длиной $N=127$.

В рассматриваемый ансамбль ПСП входят восемь кодов Голда, образованные парами М-последовательностей с наилучшими характеристиками из первого ансамбля. Схема генератора данного ансамбля изображена на рис.2.2.4. В Приложении 3 приведен текст программы формирования последовательностей Голда.

Различные ПСП получаются за счет изменения вектора начальных условий одной из М-последовательностей. Автокорреляционные свойства последовательностей Голда хуже, чем у М-последовательностей, так как периодические АКФ всех последовательностей Голда не имеют уровня боковых лепестков -1, а при $N=127$ имеют три значения: -1, 15, -17.

Таблица 2.2.2. Максимальные уровни периодических и аperiodических ВКФ пар М-последовательностей первого ансамбля

№	Коэффициенты характеристических уравнений	Уровни периодических ВКФ	Уровни аperiodических ВКФ
1	(11101111)(11010011)	17	22
2	(11101111)(10001001)	17	22
3	(11101111)(10010001)	41	43
4	(11101111)(10111001)	41	26
5	(11101111)(10111111)	17	22
6	(11101111)(11001011)	17	22
7	(11101111)(11111101)	17	27
8	(11010011)(10001001)	17	24
9	(11010011)(10010001)	41	29
10	(11010011)(10111001)	17	20
11	(11010011)(10111111)	17	21
12	(11010011)(11001011)	21	22
13	(11010011)(11111101)	41	39
14	(10001001)(10010001)	21	23
15	(10001001)(10111001)	41	26
16	(10001001)(10111111)	17	20
17	(10001001)(11001011)	41	37
18	(10001001)(11111101)	41	27
19	(10010001)(10111001)	17	22
20	(10010001)(10111111)	41	32
21	(10010001)(11001011)	17	24
22	(10010001)(11111101)	17	22
23	(10111001)(10111111)	17	21
24	(10111001)(11001011)	41	28
25	(10111001)(11111101)	17	27
26	(10111111)(11001011)	41	40
27	(10111111)(11111101)	21	24
28	(11001011)(11111101)	17	22

Периодическая и аperiodическая АКФ последовательностей Голда изображены на рис.2.2.5 и рис.2.2.6 соответственно. Уровни аperiodических АКФ кодов Голда на 2,7...2,8дБ больше, чем у АКФ М-последовательностей (табл.2.2.1 и 2.2.3).

Максимальные по модулю уровни аperiodических АКФ последовательностей Голда сведены в таблицу 2.2.3. Вектор начальных условий одной М-последовательности, формирующей код Голда задан

(2.2.2), а в таблице указаны векторы начальных условий второй M-последовательности.

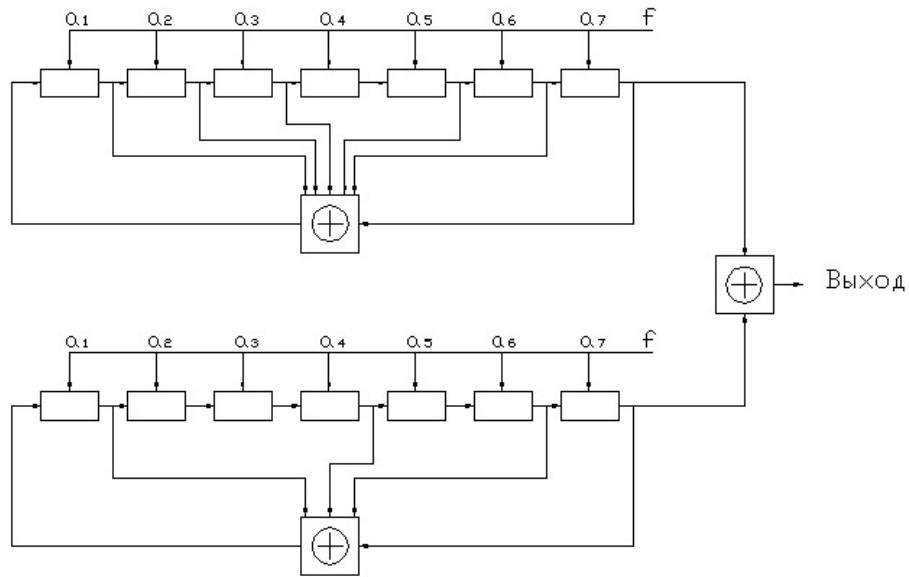


Рис.2.2.4. Схема генератора последовательностей Голда второго ансамбля

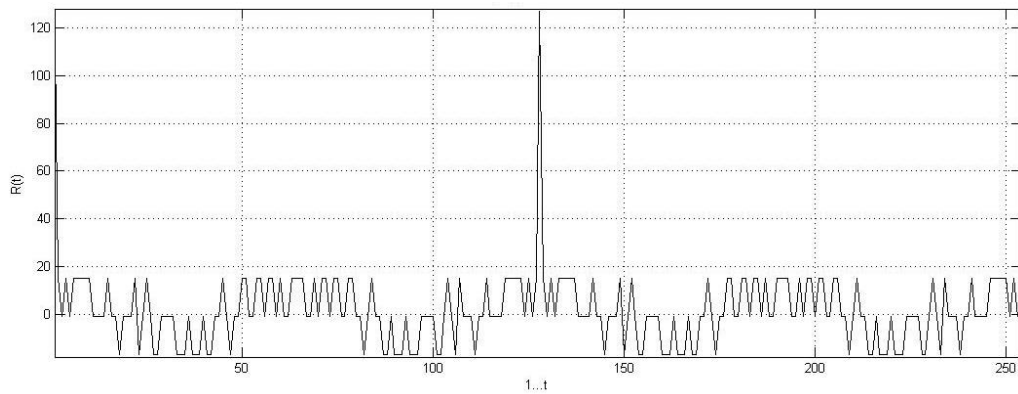


Рис.2.2.5. Периодическая АКФ последовательности Голда длиной 127

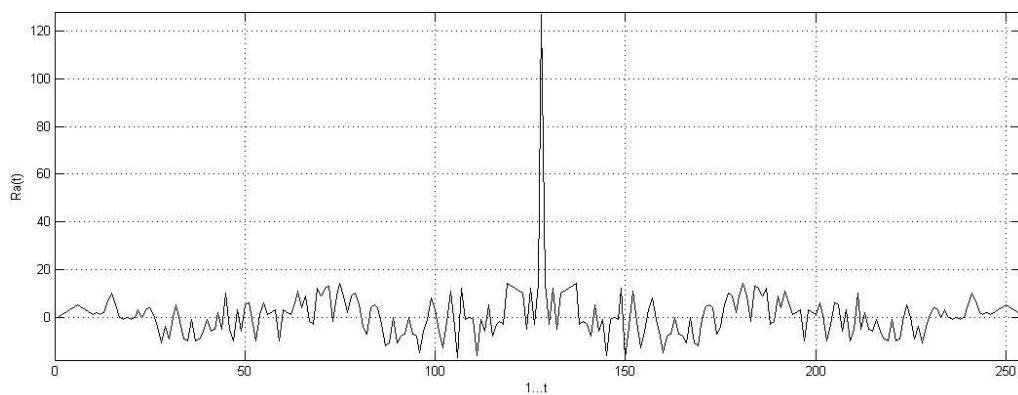


Рис.2.2.6. Аperiodическая АКФ последовательности Голда длиной 127

Таблица 2.2.3. Сводная таблица результатов исследования аperiodических АКФ ансамбля восьми кодов Голда длиной 127

№	Вектор начальных условий второй М-последовательности	Уровень боковых лепестков
1	1001010	17
2	0010101	23
3	0101011	19
4	1010111	20
5	0101111	22
6	1011111	20
7	0111110	21
8	1111100	19

По результатам, полученным в [9], видно, что взаимно корреляционные свойства кодов Голда лучше, чем произвольно-выбранных М-последовательностей, так как все пары кодов Голда дают трехуровневые периодические ВКФ, а максимальные уровни аperiodических ВКФ не превосходят 26. В таблице 2.2.4 сведены значения максимальных уровней аperiodических ВКФ всех пар кодов Голда полученного ансамбля из восьми ПСП. Так как все восемь кодов Голда получены из двух М-последовательностей, в таблице указаны вектора начальных условий «сдвигаемой» М-последовательности.

Таблица 2.2.4. Максимальные уровни аperiodических ВКФ пар кодов Голда второго ансамбля

№	Вектора начальных условий «сдвигаемой» М-последовательности	Уровни аperiodических ВКФ
1	(1001010) (0010101)	19
2	(1001010) (0101011)	19
3	(1001010) (1010111)	24
4	(1001010) (0101111)	22
5	(1001010) (1011111)	20
6	(1001010) (0111110)	24
7	(1001010) (1111100)	24
8	(0010101) (0101011)	21
9	(0010101) (1010111)	21
10	(0010101) (0101111)	22
11	(0010101) (1011111)	22
12	(0010101) (0111110)	26
13	(0010101) (1111100)	21
14	(0101011) (1010111)	22
15	(0101011) (0101111)	21

16	(0101011) (1011111)	24
17	(0101011) (0111110)	21
18	(0101011) (1111100)	23
19	(1010111) (0101111)	24
20	(1010111) (1011111)	24
21	(1010111) (0111110)	21
22	(1010111) (1111100)	23
23	(0101111) (1011111)	25
24	(0101111) (0111110)	23
25	(0101111) (1111100)	21
26	(1011111) (0111110)	23
27	(1011111) (1111100)	24
28	(0111110) (1111100)	22

2.3. Ансамбли ПСП с дополнительным битом четности

Для обеспечения кратности тактовой частоты генератора ПСП числу, равному степени двойки, проанализируем, к каким изменениям свойств корреляционных функций приведет удлинение периода ПСП на 1 элемент, который, уравнивает количество 0 и 1 в ПСП. Рассмотрим 2 ансамбля из раздела 2.2 с добавлением бита четности, т.е. длина последовательностей становится равной 128.

Рассмотрим первый ансамбль.

Так как у M-последовательностей число единиц больше на 1, чем нулей, то бит четности равен 0. Периодическая АКФ ПСП на основе M-последовательности с добавленным битом четности изображена на рисунке 2.3.1. Заметим, что уровень боковых лепестков не равен -1, как у обычной M-последовательности. Максимальный выброс боковых лепестков равен 17.

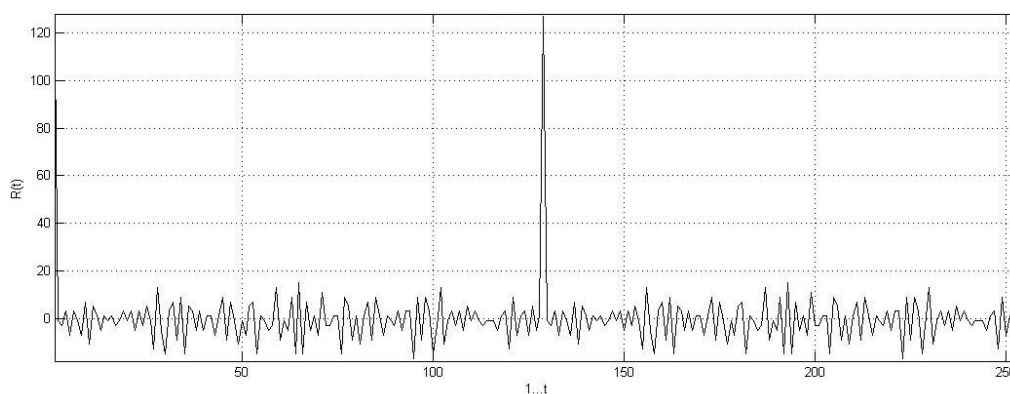


Рис.2.3.1. Периодическая АКФ ПСП длиной 128 на основе M-последовательности

Апериодическая АКФ изображена на рисунке 2.3.2. Максимальный уровень боковых выбросов равен 9, что совпадает с характеристикой, полученной без бита четности.

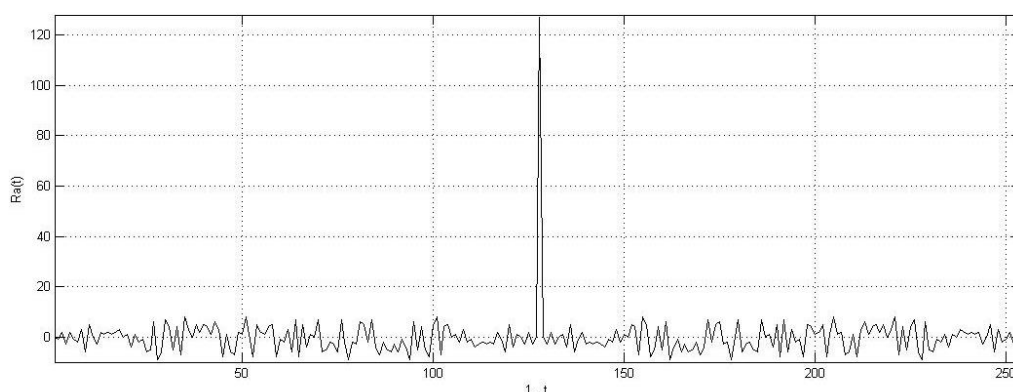


Рис. 2.3.2. Апериодическая АКФ ПСП длиной 128

В таблице 2.3.1 представлены уровни боковых лепестков ПСП длиной 128 на основе M-последовательностей периодических и апериодических АКФ. Уровни апериодических АКФ не изменились после добавления бита четности (табл.2.2.1).

При рассмотрении взаимно корреляционных свойств пар ПСП длиной 128 не получено трехуровневых периодических ВКФ, а апериодические ВКФ совпадают с ВКФ, полученными ранее.

При рассмотрении второго ансамбля из восьми кодов Голда, получены схожие результаты. Таким образом, при рассмотрении двух ансамблей с добавлением бита четности получено, что данная операция увеличивает уровень модуля максимума боковых лепестков периодических АКФ и ВКФ, и не изменяет уровней апериодических характеристик.

Таблица 2.3.1. Сводная таблица результатов исследования АКФ M-последовательностей длиной 128

№	Коэффициенты характеристического уравнения	Уровень периодической АКФ	Уровень апериодической АКФ
1	1110111	17	9
2	1101001	17	10
3	1000100	17	11
4	1001000	15	11
5	1011100	19	11
6	1011111	23	11
7	1100101	17	12
8	1111110	23	12

Выводы:

Во второй главе описаны требования, предъявляемые к характеристикам ПСП, используемых для расширения спектра сигнала. Проведен обоснованный выбор ансамблей ПСП типа М-последовательностей и ПСП Голда. Приведены результаты расчета авто- и взаимокорреляционных функций, а также модулей максимального значения этих функций.

Рассмотрены свойства ПСП и ансамблей ПСП, полученных из исходных путем добавления бита четности. Показано, что апериодическая АКФ таких ПСП существенно отличается от АКФ ПСП М-последовательности наличием непостоянного уровня значений АКФ при произвольном сдвиге k .

Показано, что максимальные уровни боковых лепестков (по абсолютной величине) таковы:

	N = 127				N = 128			
	АКФ		ВКФ		АКФ		ВКФ	
	апериод	период	апериод	период	апериод	период	апериод	период
М-ПСП	9...14	-1	21...43	17...41	9...12	15...23	21...43	20...43
ПСП Голда	17...23	1-17	19...26	-17	17-23	15-23	19...26	20...24

Приведены результаты моделирования генераторов М-последовательностей и кодов Голда длиной 127бит, и с битом четности, т.е. длиной 128бит. Выбраны ансамбли ПСП и получены их характеристики.

3. Математическая и цифровая модели системы радиосвязи с прямым расширением спектра сигналов

3.1. Математическая модель передатчика ШПС

На рис.3.1.1 представлена общая схема передатчика ШПС.



Рис.3.1.1. Обобщенная схема передатчика ШПС

Информационная последовательность d_i с выхода источника поступает на кодер, который устраняет избыточность передаваемой последовательности (сжатие данных). В схеме рис.3.1.1 присутствует помехоустойчивый кодер, предназначенный для улучшения качества приема сигнала и обеспечения возможности исправления ошибок при его приеме. При анализе системы мы задаем скорость двоичного потока кодовых данных $R_b=1$ бит/с ($\tau_c=1$ с).

На выходе кодера имеется случайная последовательность передаваемых данных D_i в виде ± 1 . После прохождения ЦАП эта последовательность отсчетов преобразуется в непрерывный аналоговый сигнал $D(t)$.

На входе модулятора ПРС присутствует формирующий ФНЧ, назначение которого – минимизировать ширину спектра низкочастотного импульсного сигнала и при необходимости сформировать огибающую каждого импульса, отличную от прямоугольной.

Схема модулятора ПРС, входящего в состав передатчика, изображена на рис.3.1.2.

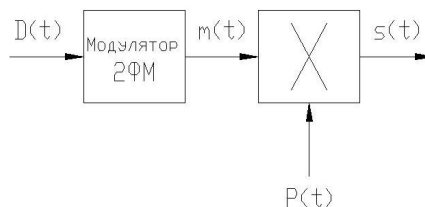


Рис.3.1.2 Функциональная схема модулятора ФМ-ШПС

Непрерывное колебание с выхода фильтра поступает на модулятор сигнала 2ФМ с ПРС $m(t)$. Схема балансного модулятора приведена на рис.3.1.3.

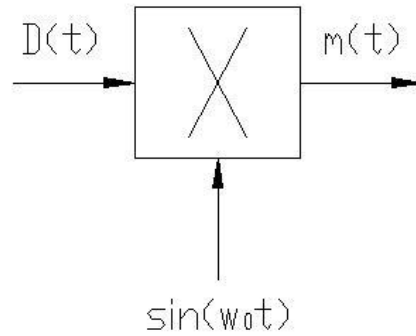


Рис.3.1.3. Функциональная схема модулятора 2ФМ

При моделировании выбраны параметры:

$$R_b = 1 \text{ бит/с,}$$

$$R_{pn} = 127 \text{ бит/с,}$$

$$N = 127 \text{ чипов,} \quad (3.1.1)$$

где R_b – скорость передачи бит данных, R_{pn} – скорость передачи чипов ПСП, N – длина ПСП.

Частота несущего колебания f_0 выбирается равной

$$f_0 = 1270 \text{ Гц.} \quad (3.1.2)$$

На выходе рассматриваемого модулятора формируется сигнал 2ФМ (рис.3.1.4):

$$m(t) = D(t)\sin(\omega_0 t). \quad (3.1.3)$$

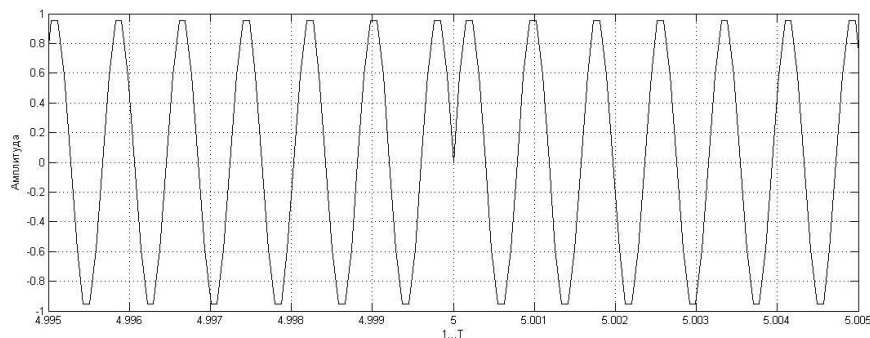


Рис.3.1.4. Реализация сигнала 2ФМ

Для формирования ШПС методом ПРС сигнал 2ФМ перемножается с периодической ПСП $P(t)$ с периодом $\frac{N}{R_{pn}} = 1$ с:

$$s(t) = D(t)P(t)\sin(\omega_0 t) = m(t)P(t). \quad (3.1.4)$$

Реализация сигнала ФМ-ШПС приведен на рис.3.1.5.

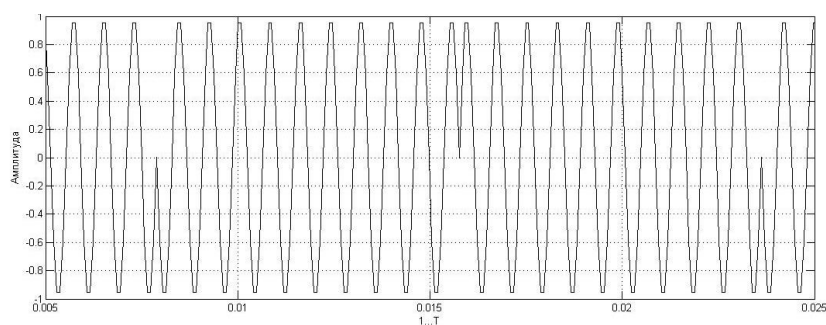


Рис.3.1.5. Реализация сигнала ФМ-ШПС

В преобразователе частоты (ПЧ) (рис.3.1.1) выполняется повышение частоты принятого колебания до рабочего значения. На выходе УМ мощность полученного сигнала увеличивается до уровня, достаточного для уверенного приема. Поскольку на выходе усилителя мощности, работающего, как правило, в нелинейном режиме, помимо полезного сигнала обычно присутствуют интермодуляционные компоненты², то для удовлетворения требованиям ослабления составляющих спектра выходного сигнала передатчика в соответствии со спецификацией на передающее устройство необходимо использовать выходной полосовой радиочастотный фильтр. В этом случае рассматриваемое радиоэлектронное средство не будет создавать помехи другим радиопередатчикам, работающим в соседних частотных полосах.

Анализ радиотехнических устройств при воздействии узкополосных сигналов удобно производить, представляя колебания в комплексной форме. Рассмотрим схему формирования сигнала в передатчике ШПС с использованием метода комплексных амплитуд.

Функциональная схема модулятора широкополосного сигнала методом комплексных амплитуд показана на рис.3.1.6. На вход модулятора поступает аналоговый информационный сигнал $D(t)$, который перемножается на ПСП $P(t)$:

$$b(t) = D(t)P(t). \quad (3.1.5)$$

² Интермодуляция - это процесс взаимодействия нескольких различных сигналов в нелинейных каскадах, в результате которого возникают новые составляющие спектра, зашумляющие передаваемый сигнал.

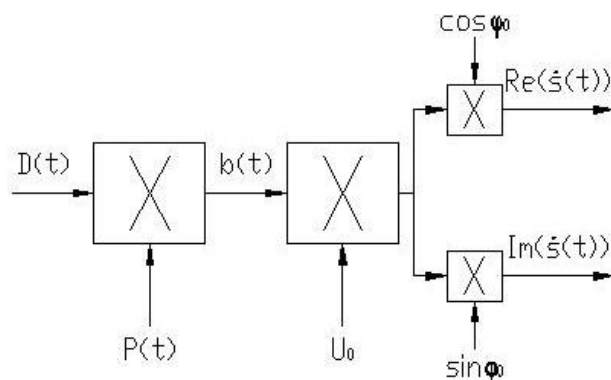


Рис.3.1.6. Схема модулятора ШПС-ПРС методом комплексных амплитуд

Спектр низкочастотного сигнала $b(t)$ изображен на рис.3.1.7.

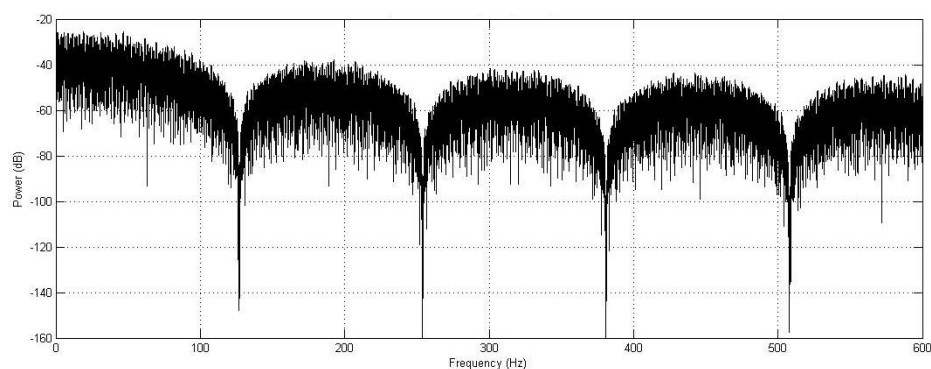


Рис.3.1.7. Спектр низкочастотного широкополосного сигнала (3.1.5)

Спектр имеет лепестковый характер с шириной главного лепестка 127Гц, что соответствует результатам расчетов по исходным данным.

Далее полученное колебание умножается на несущее колебание с комплексной амплитудой $U_0 e^{j\varphi_0}$. Таким образом, на выходе модулятора ШПС-ПРС имеется 2 составляющие широкополосного сигнала:

$$\dot{S}(t) = U_0 b(t) \cos(\varphi_0) + jU_0 b(t) \sin(\varphi_0). \quad (3.1.6)$$

Заметим, что $\cos(\varphi_0)$ и $\sin(\varphi_0)$ являются константами. Таким образом, на полосовой фильтр (ПФ) (рис.3.1.1) поступает широкополосный сигнал с комплексной амплитудой $\dot{S}(t)$:

$$s(t) = \text{Re}(\dot{S}(t)) = U_0 b(t) \cos(\varphi_0). \quad (3.1.7)$$

3.2. Математическая модель приемника ШПС

На рис.3.2.1 приведена обобщенная схема приемника ШПС.

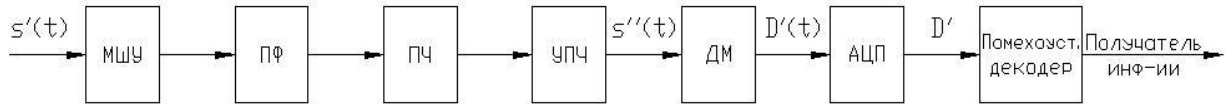


Рис.3.2.1. Обобщенная схема приемника ШПС

В приемнике обеспечивается выделение сигнала на фоне шума и помех, приобретенных после прохождения канала связи. С выхода антенны на вход малошумящего усилителя (рис.3.2.1) поступает зашумленный передаваемый широкополосный сигнал $s'(t)$:

$$s'(t) = s(t) + n(t). \quad (3.2.1)$$

МШУ обладает малым коэффициентом шума и высоким коэффициентом усиления. Перед преобразователем частоты стоит полосовой фильтр, производящий селекцию сигнала. В ПЧ частота понижается до промежуточной. Далее сигнал в смеси с шумом поступает на УПЧ, с выхода которого поступает на демодулятор, изображенный на рис.3.2.2. В процессе фильтрации сигнал дополнительно искажается, и, как правило, происходит затягивание сигнала во времени (п.1.2), но в данной работе мы принимаем систему тактовой синхронизации (СТС) идеальной.

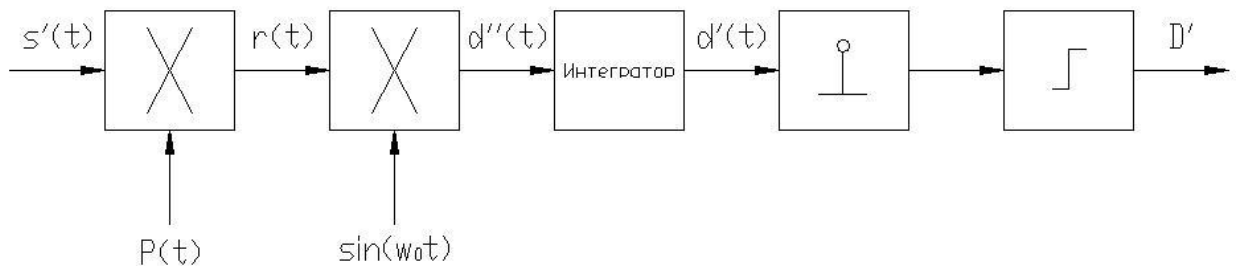


Рис.3.2.2. Функциональная схема демодулятора ШПС

Сигнал $s'(t)$ – это искаженный шумом ФМ-ШПС. Таким образом, умножая этот сигнал на ту же расширяющую ПСП, что и в передатчике, мы получим сигнал 2ФМ в смеси с широкополосным шумом:

$$r(t) = D'(t) \sin(\omega_0 t) + n(t). \quad (3.2.3)$$

При демодуляции сигнала на входе интегратора (рис.3.2.2) имеется искаженная аналоговая реализация сигнала. Для преобразования в цифровую последовательность используется интегратор, элемент взятия отсчетов и пороговое устройство, на выходе которого будет искаженная последовательность информационных бит данных D' . На рис.3.2.3 изображена реализация сигнала на входе порогового устройства.

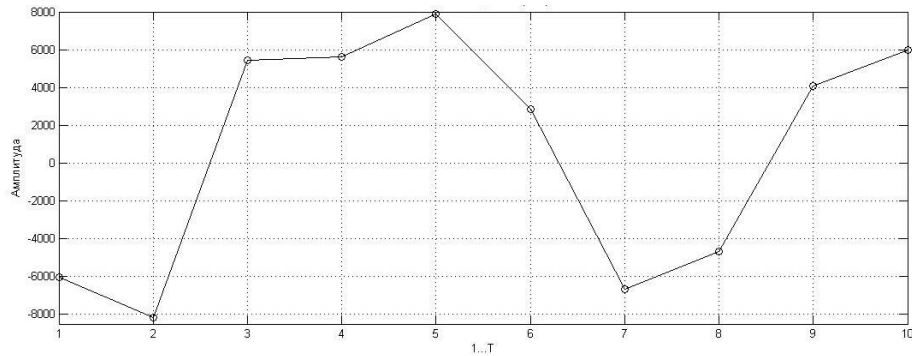


Рис.3.2.3. Реализация на выходе на входе порогового устройства

На входе декодера канала (рис.3.2.1) искаженная последовательность бит содержит информационные и проверочные биты. Используя проверочные биты, помехоустойчивый декодер проверяет достоверность информационных бит и при возможности исправляет искажения.

Теперь рассмотрим математическую модель построения приемника ШПС с использованием метода комплексных амплитуд. На выходе передатчика (рис.3.1.1) мы имеем 2 составляющие сигнала (3.1.6), которые, проходя через канал связи, смешиваются с комплексным АБГШ. Таким образом, на входе приемника (рис.3.2.1) мы имеем 2 составляющие принимаемого сигнала:

$$\operatorname{Re}(s'(t)) = \operatorname{Re}(\dot{S}(t)) + \operatorname{Re}(\dot{N}(t)) = U_0 b(t) P(t) \cos(\varphi_0) + n(t),$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Im}(s'(t)) &= \operatorname{Im}(\dot{S}(t)) + \operatorname{Im}(\dot{N}(t)) = \\ &= jU_0 b(t) P(t) \sin(\varphi_0) + \operatorname{Im}(\dot{N}(t)). \end{aligned} \quad (3.2.4)$$

Схема демодулятора ШПС-ПРС для метода комплексных амплитуд показана на рис.3.2.4.

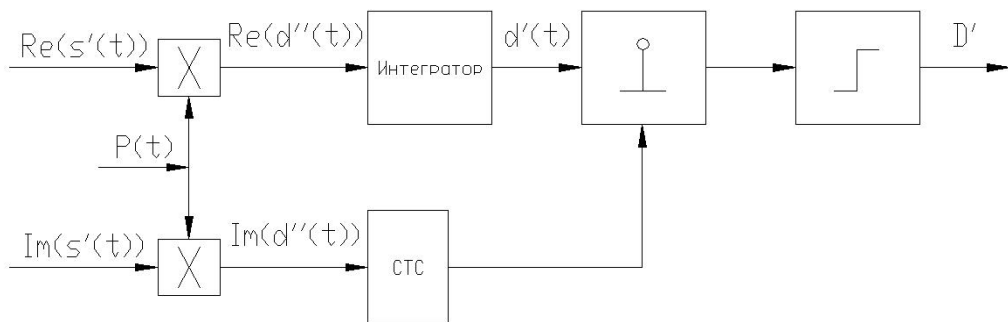


Рис.3.2.4. Схема демодулятора ШПС с использованием метода комплексных амплитуд

Так же, как и в методе мгновенных значений, поступивший на вход демодулятора ШПС сигнал освобождается от расширяющей ПСП:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(d''(t)) &= U_0 b(t) \cos(\varphi_0) + n(t), \\ \operatorname{Im}(d''(t)) &= jU_0 b(t) \sin(\varphi_0) + \operatorname{Im}(\dot{N}(t)) \end{aligned} \quad (3.2.5)$$

После чего реальная часть сигнала поступает на интегратор, элемент взятия отсчетов и пороговое устройство. Мнимая же часть используется для системы тактовой синхронизации, которая в данной работе не рассматривается и считается идеальной.

3.3. Цифровая модель передатчика ШПС

На основании математической модели системы передачи (рис.3.1.1) в работе построена цифровая модель. Считаем, что на выходе формирующего фильтра имеется последовательность прямоугольных видеоимпульсов длительностью τ_c и амплитудой d_i . Полосовой фильтр (ПФ) считаем широкополосным, поэтому он не изменяют форму сигнала. Упрощенная схема передатчика приведена на рис.3.3.1. Для реализации цифровой модели в пакете *Matlab* частота дискретизации выбрана равной:

$$f_s = 10f_0 = 1270 \text{ Гц}. \quad (3.3.1)$$

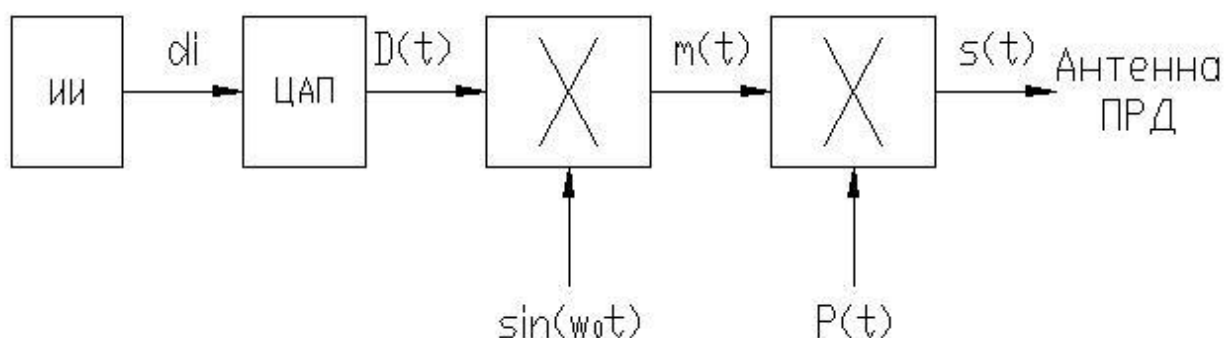


Рис.3.3.1. Упрощенная схема передатчика ШПС-ПРС

На рис.3.3.2 изображена информационная последовательность бит данных, полученная от источника информации (ИИ) (рис.3.3.1). Цифровая информационная последовательность поступает на вход ЦАП, на выходе которого образуется аналоговая информационная последовательность, изображенная на рис.3.3.3. В Приложении 4 приведен текст программы для формирования информационной последовательности и последующего цифро-аналогового преобразователя.

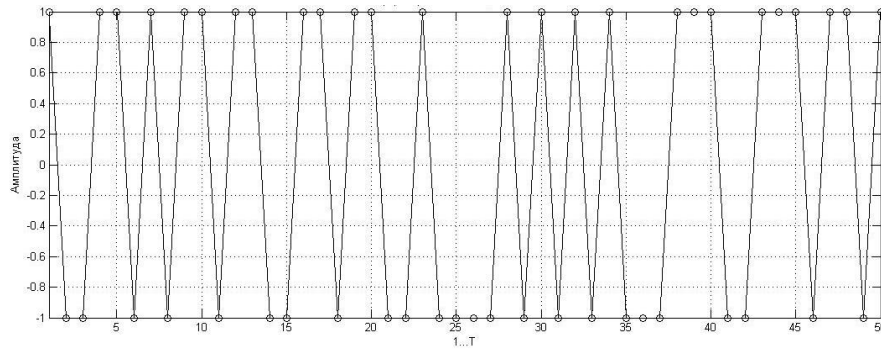


Рис. 3.3.2. Реализация информационной последовательности бит данных

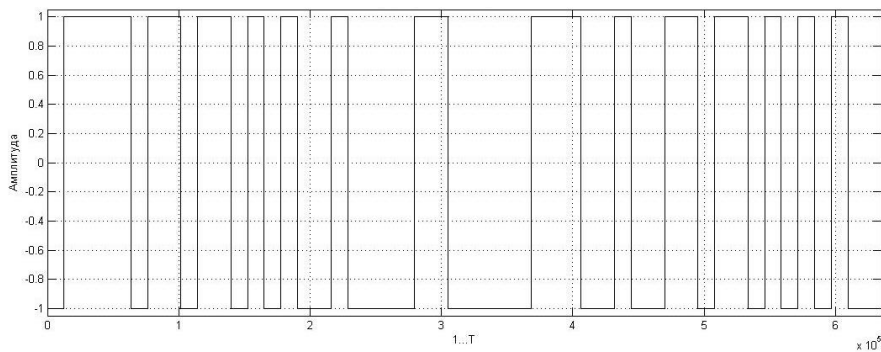


Рис.3.3.3. Реализация аналоговой информационной последовательности

Такая последовательность поступает на перемножитель с несущим гармоническим колебанием. На рис.3.3.4 изображен спектр отрезка реализации несущего колебания, ширина главного лепестка спектра которого менее 0,1Гц. На выходе перемножителя получаем сигнал 2ФМ.

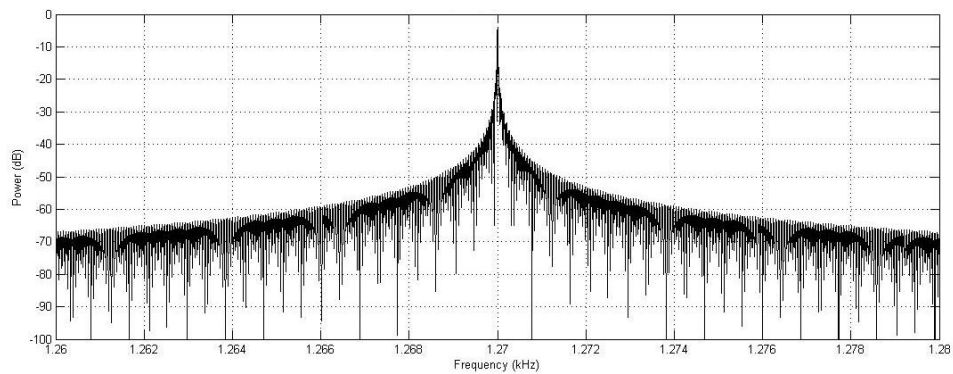


Рис.3.3.4 Спектр несущего колебания

Вид сигнала 2ФМ, и его спектр изображены на рис.3.3.5 и рис.3.3.6 соответственно. Ширина главного лепестка спектра сигнала 2ФМ – 2Гц. Текст программы формирования сигнала 2ФМ приведен в Приложении 5.

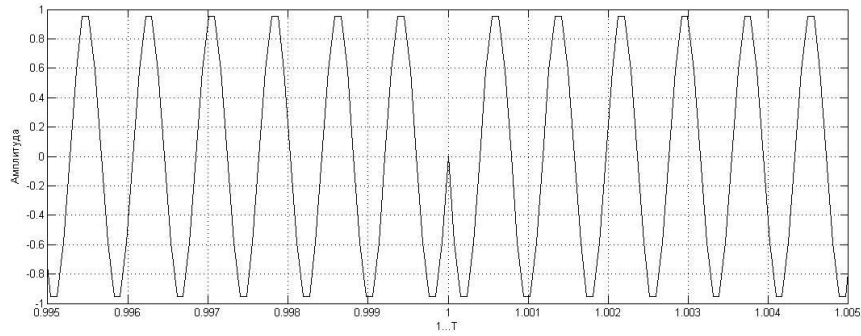


Рис.3.3.5 Вид сигнала 2ФМ

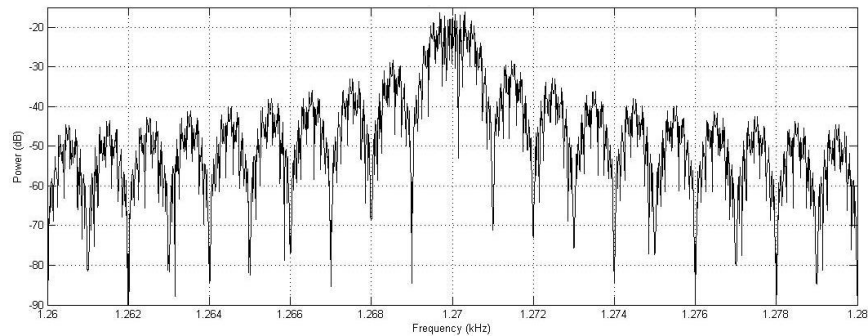


Рис.3.3.6 Спектр сигнала 2ФМ

Сигнал 2ФМ поступает на вход перемножителя с ПСП $P(t)$, на выходе которого имеется сигнал ШПС-ПРС. В данном случае для расширения спектра сигнала используется М-последовательность из первого ансамбля [п.1.3]. Реализация М-последовательности изображена на рис.3.3.7.

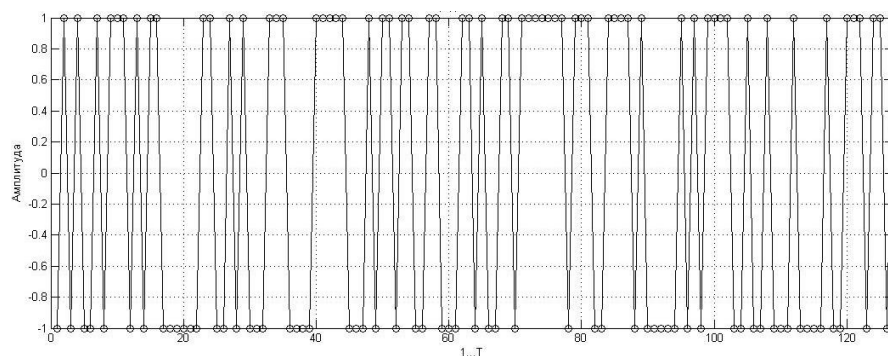


Рис.3.3.7. Реализация М-последовательности длиной 127 элементов

Для перемножения полученной ПСП и сигналом 2ФМ необходимо преобразовать ее в аналоговый сигнал, и, кроме этого, частота следования чипов расширяющей ПСП выбрана так, чтобы 1 период ПСП укладывался в 1 бит данных. Текст программы для преобразования ПСП приведен в Приложении 6. На рис.3.3.8 представлена реализация преобразованной в аналоговую форму ПСП, «уложенную» в длительность одного бита информации.

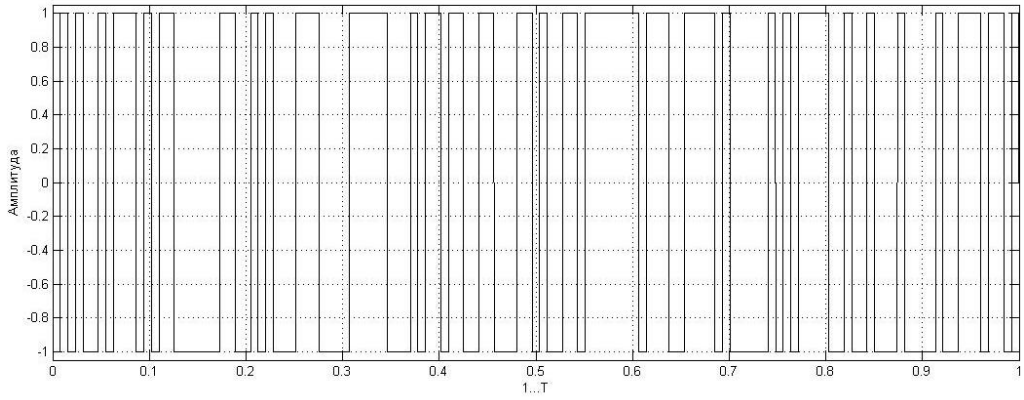


Рис.3.3.8. Один период аналоговой М-последовательности

На выходе второго умножителя (рис.3.3.1) получаем нужный сигнал ФМ-ШПС. Вид реализации данного сигнала приведена на рис.3.3.9, а спектр этого сигнала – на рис.3.3.10. Ширина главного лепестка спектра ФМ-ШПС $\Delta f = 2R_{pn} = 254\text{Гц}$.

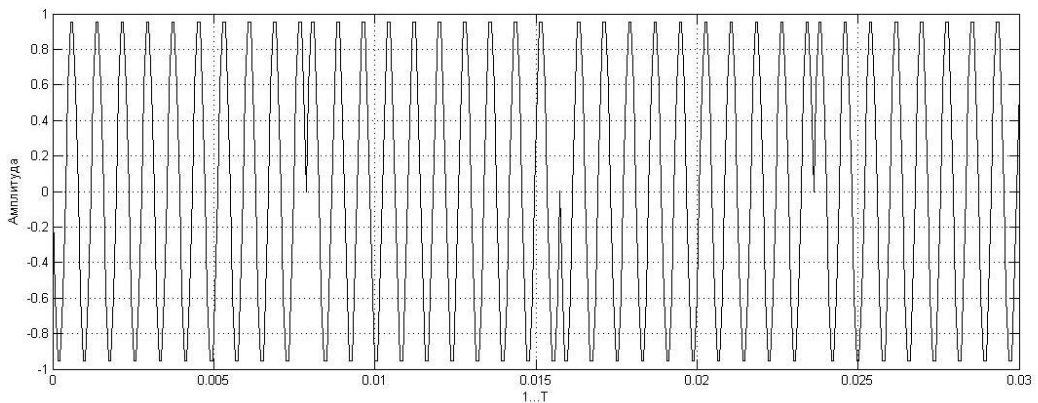
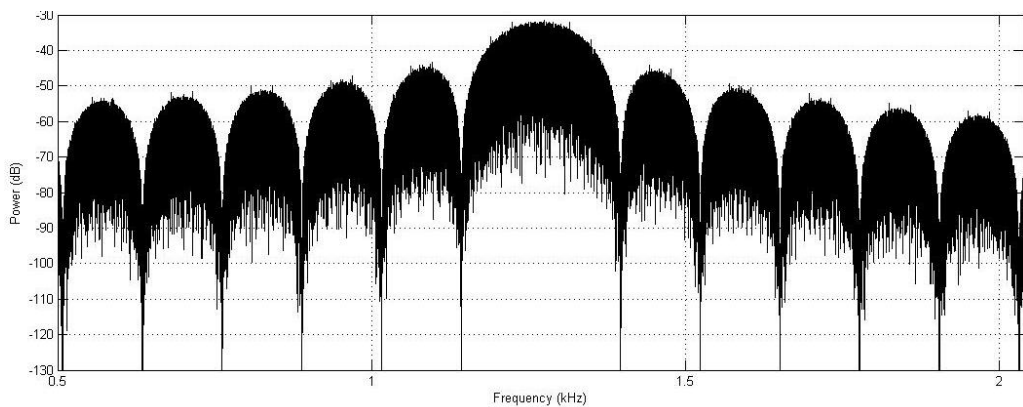
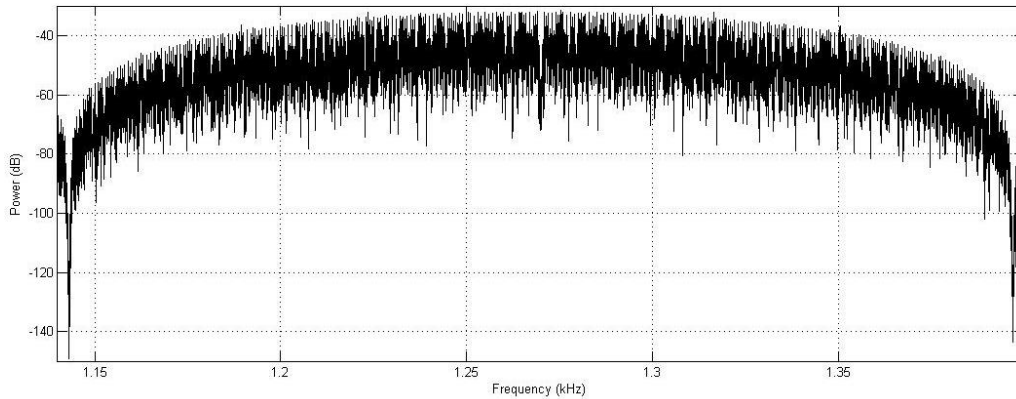


Рис.3.3.9. Вид реализация ФМ-ШПС



а) Общий вид спектра



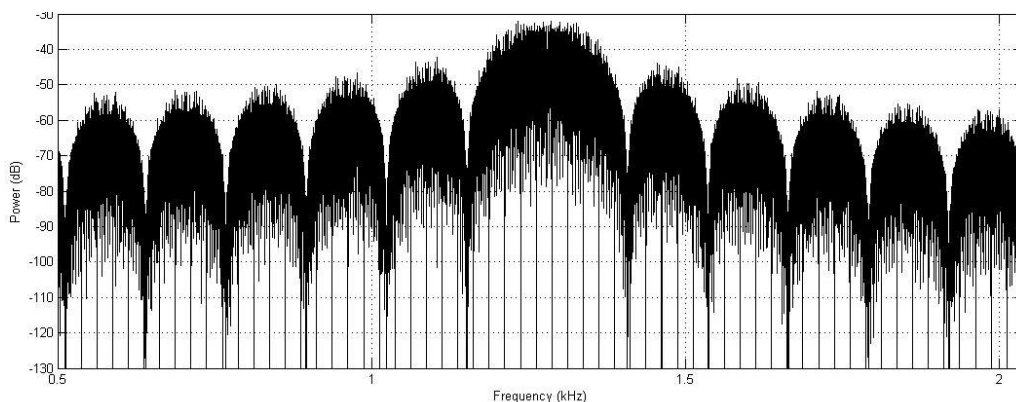
б) Главный лепесток спектра

Рис.3.3.10. Спектр сигнала ФМ-ШПС

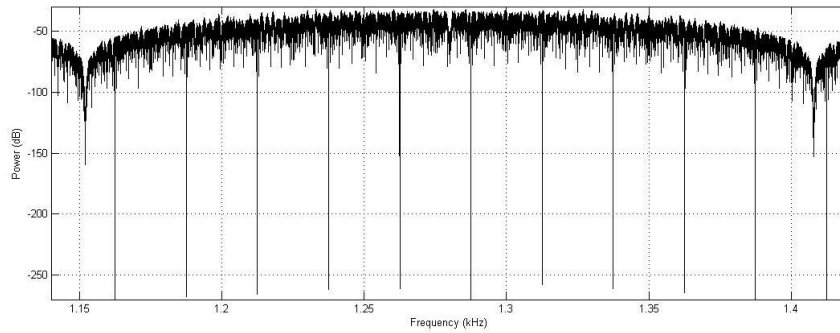
Теперь рассмотрим моделирование ШПС с расширяющей ПСП длиной $N=128$ чипов, то есть ПСП с добавленным битом четности (п.1.4).

Так как при формировании M -последовательности длиной 127 элементов, количество единиц на один больше, чем нулей, то бит четности для формирования M -последовательности длиной 128 элементов равен 0. Такая ПСП так же преобразовывается в аналоговую последовательность с такой частотой, что 128 элементов, то есть 1 период ПСП, «укладывается» в один бит данных.

И, соответственно, для получения сигнала ФМ-ШПС ПСП перемножается с сигналом 2ФМ. Спектр полученного ФМ-ШПС изображен на рис.3.3.11. Ширина главного лепестка спектра сигнала ФМ-ШПС равна 256Гц.



а) Общий вид спектра



б) Главный лепесток спектра

Рис.3.3.11. Спектр сигнала ФМ-ШПС

Теперь рассмотрим цифровую модель передатчика ШПС-ПРС, используя схему (рис.3.1.6) метода комплексных амплитуд. Согласно схеме, информационная последовательность $D(t)$ (рис.3.3.3) умножается на расширяющую ПСП, в данном случае длиной 127 чипов. На рис.3.3.12 изображен спектр информационного сигнала. Ширина главного лепестка спектра равна 1Гц, что соответствует исходным данным.

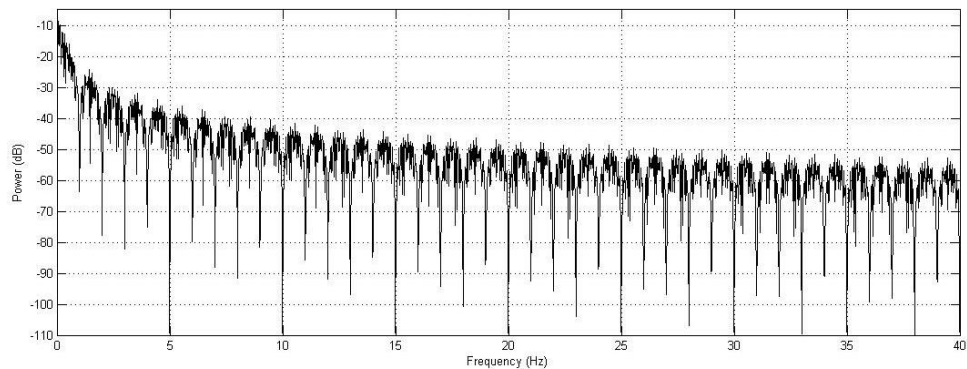


Рис.3.3.12. Спектр информационного сигнала

Вид реализации полученного низкочастотного сигнала $b(t)$ и его спектр изображены на рис.3.3.13 и рис.3.3.14 соответственно. Ширина главного лепестка спектра равна 127Гц.

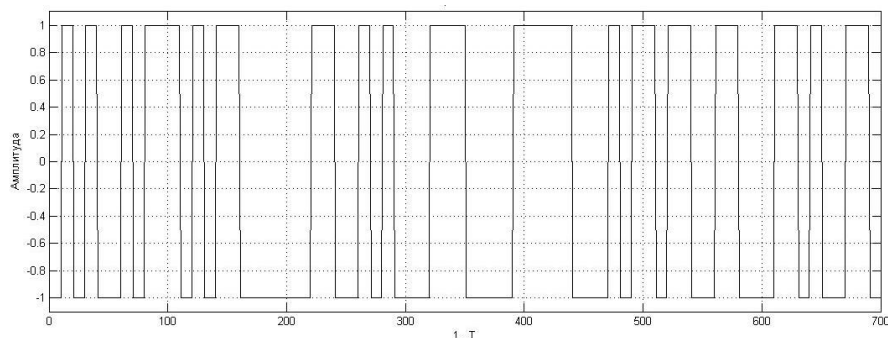


Рис.3.3.13. Вид реализации низкочастотного колебания $b(t)$

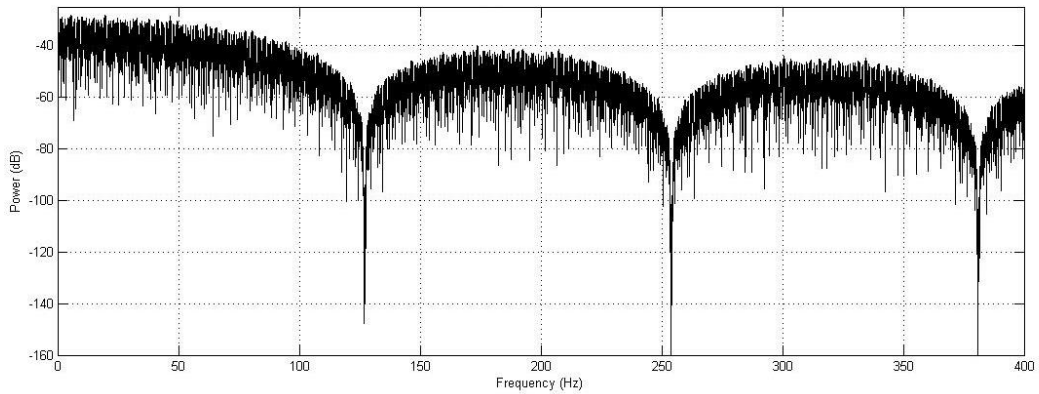


Рис.3.3.14. Спектр низкочастотного колебания $b(t)$

Такой сигнал умножается на постоянную U_0 , после чего делится на две составляющие: действительную и мнимую. В рассматриваемом случае постоянная U_0 равна 1, а начальная фаза $\varphi_0 = 0$. Таким образом, на выходе передатчика мы имеем сигнал, смещенный спектр которого изображен на рис.3.3.14.

Соответственно, при длине расширяющей ПСП, равной 128 чипов, ширина главного лепестка смещенного спектра сигнала на выходе передатчика равна 128Гц.

3.4. Цифровая модель приемника ШПС

При моделировании приемника ШПС в пакете *Matlab* схема, изображенная на рис.3.2.1 значительно упрощается. Упрощенная схема для моделирования изображена на рис.3.4.1. На вход такого приемника поступает сигнал с выхода передатчика (рис.3.3.1), искаженный шумом после прохождения канала связи.

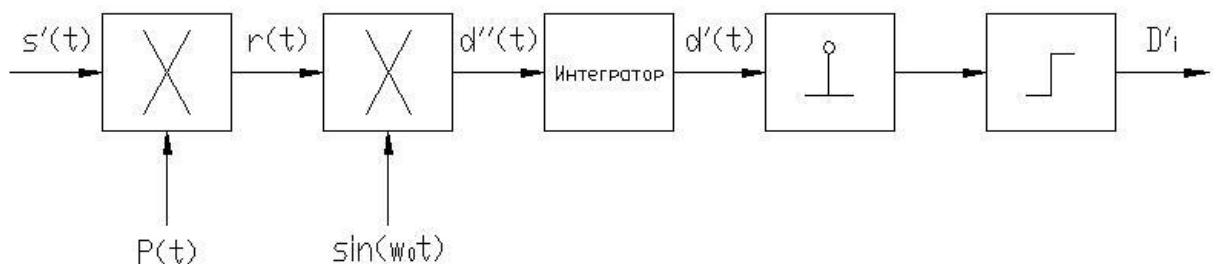


Рис.3.4.1. Упрощенная схема приемника ШПС-ПРС

Для проверки правильной работы приемника рассмотрим случай, когда на его вход поступает неискаженный ФМ-ШПС $s(t)$. В этом случае сигнал должен быть демодулирован без ошибок. Таким образом на вход приемника поступает ФМ-ШПС $s(t)$, изображенный на рис.3.3.9.

Перед поступлением сигнала в демодулятор 2ФМ требуется «освободить» сигнал от расширяющей ПСП. Сигнал $r(t)$ на входе демодулятора 2ФМ и его спектр изображены на рис.3.4.2 и рис.3.4.3 соответственно. Ширина главного лепестка спектра сигнала равна 2Гц.

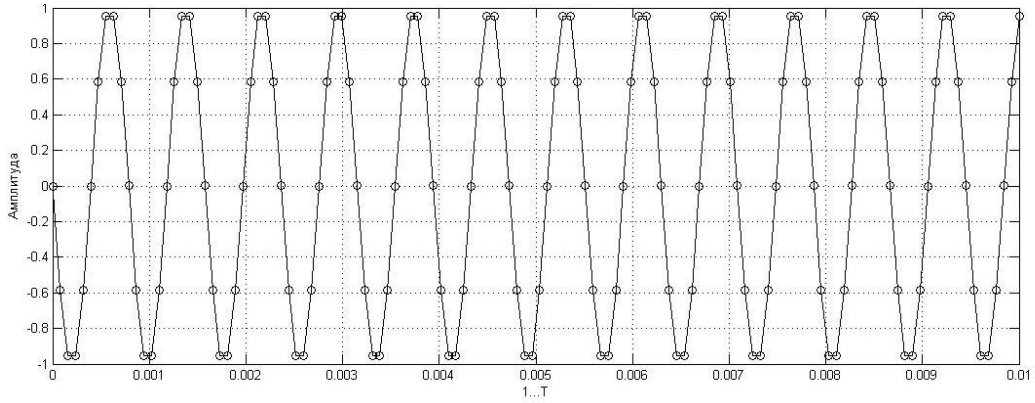
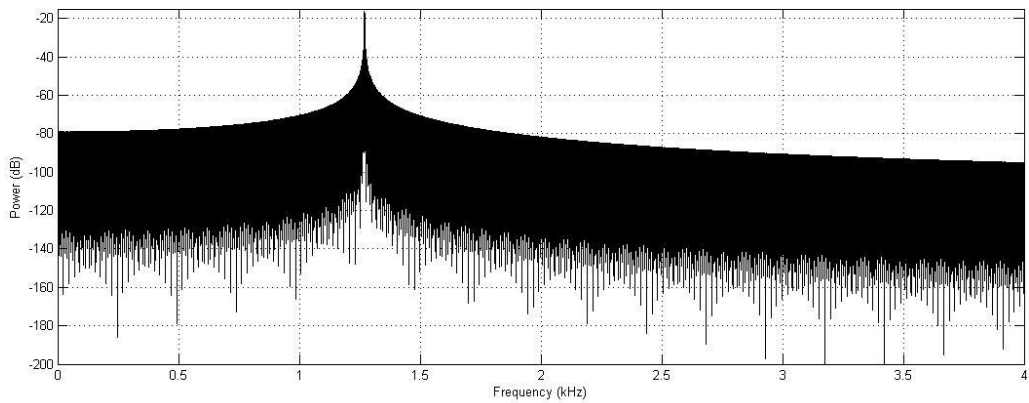
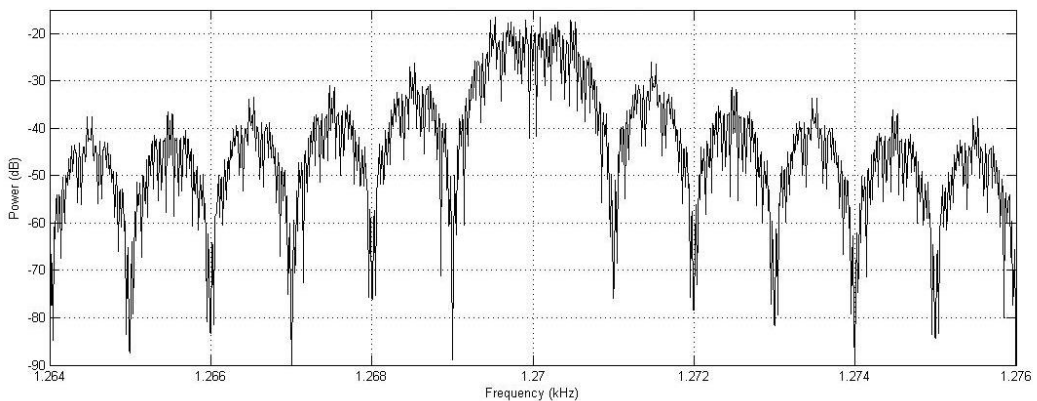


Рис.3.4.2. Вид сигнала после «снятия» ПСП на входе демодулятора 2ФМ



а) Общий вид спектра



б) Спектр сигнала в крупном масштабе

Рис.3.4.3. Спектр сигнала на входе демодулятора 2ФМ

Такой узкополосный сигнал поступает на вход демодулятора 2ФМ, который состоит из четырех функциональных элементов. Первая операция –

это умножение на несущее колебание. Сигнал d'' на входе интегратора (рис.3.4.1) и его спектр изображены на рис.3.4.4 и рис.3.4.5 соответственно.

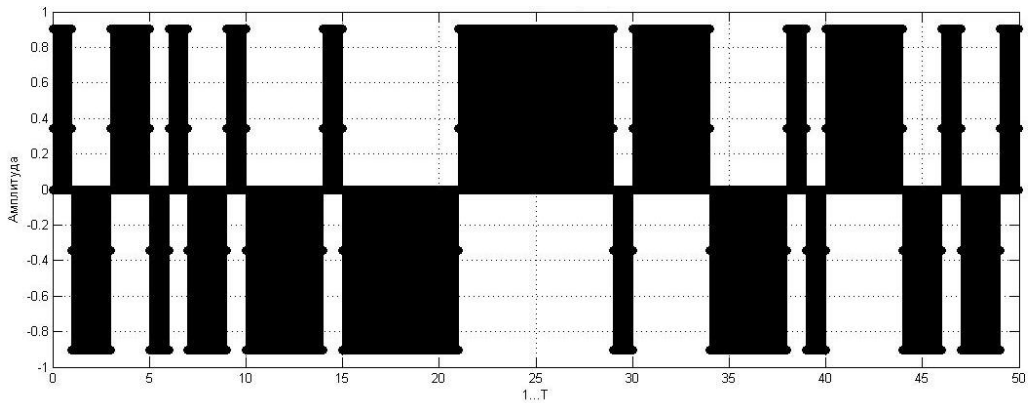
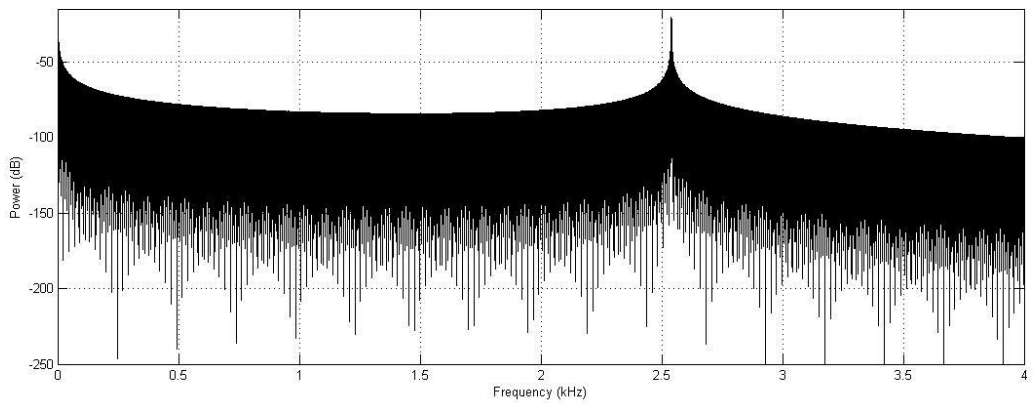
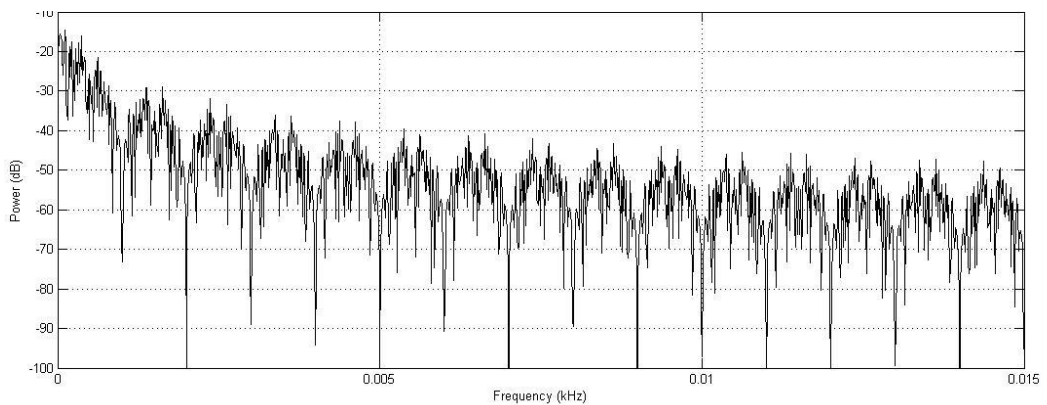


Рис.3.4.4. Реализация сигнала на входе интегратора



а) Общий вид спектра



б) Спектр сигнала в крупном масштабе

Рис.3.4.5. Спектр сигнала на входе интегратора

На рис.3.4.5,а видно, что в процессе демодуляции сигнала появляется вторая гармоника на частоте $2f_0$, равной 2,54кГц. Ширина главного лепестка спектра сигнала равна $R_b=1$ Гц.

Далее, такой сигнал поступает на интегратор (рис.3.4.1), после чего подавляется вторая гармоника спектра сигнала, а затем на элемент взятия отсчетов и пороговое устройство, после которого на выходе приемника получаем демодулированный сигнал d' , изображенный на рис.3.4.6, который полностью совпадает с исходной последовательностью на входе передатчика d_i .

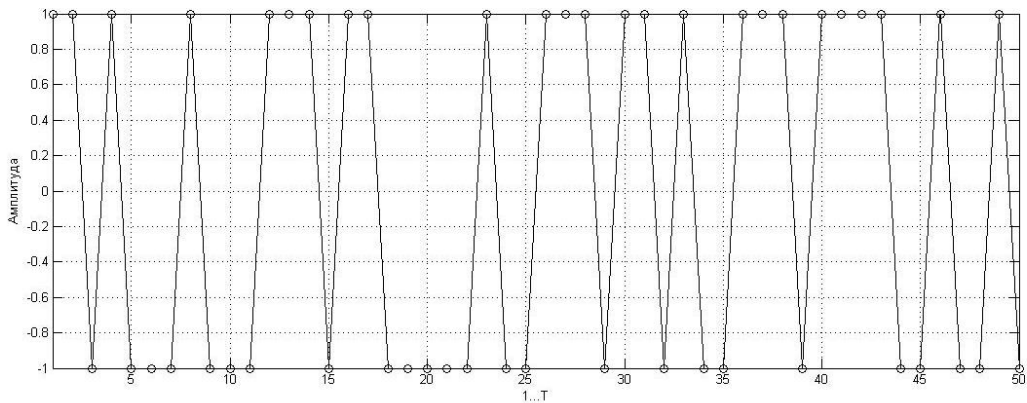


Рис.3.4.6. Демодулированный сигнал

В действительности, при прохождении через канал с шумом, сигнал искажается и на выходе демодулятора ФМ-ШПС сигнал никогда полностью не совпадет с исходным.

Для проверки работы приемника на выходе демодулятора сравниваем исходную последовательность d_i (рис.3.3.2) с полученной на выходе приемника D_i' (рис.3.4.6), и выявляем несовпадения — ошибки демодуляции.

На рис.3.4.7 изображена реализация сигнала на входе порогового устройства (последний элемент, рис.3.4.1), полученная при прохождении через канал связи при отношении сигнал-шум 5дБ ($q=3.16$).

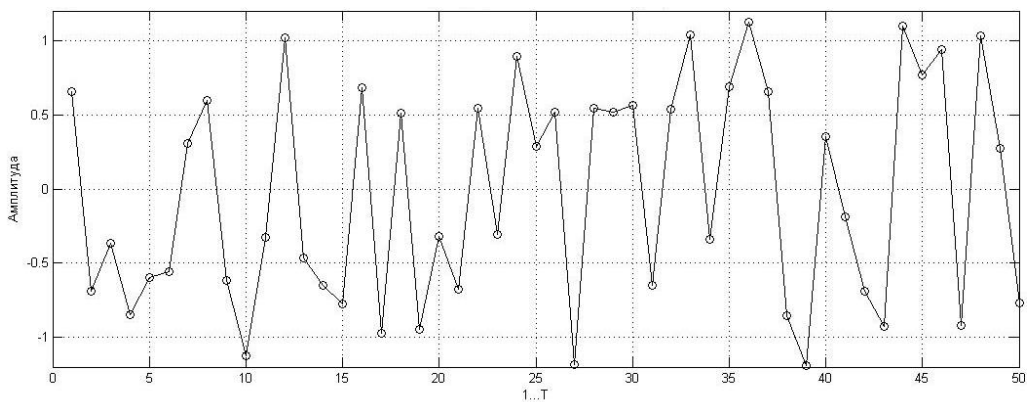


Рис.3.4.7. Последовательность отсчетов на входе порогового устройства

Для выявления количества ошибочно принятых бит данных такую искаженную последовательность необходимо привести к последовательности со значениями ± 1 . Текст программы приемника ШПС-ПРС приведен в Приложении 7. После преобразования мы получаем последовательность D_i' , изображенную на рис.3.4.8. Для тестирования цифровой модели полученная последовательность импульсов сравнивается в компараторе с исходной последовательностью d_i . Соответственно, в ходе программы прослеживаем количество неправильно принятых бит сигнала Z .

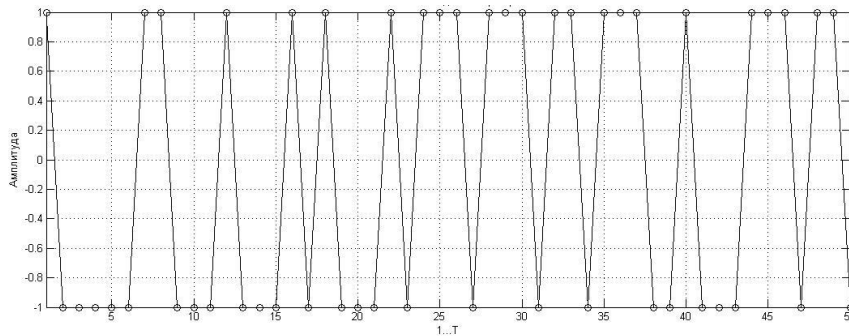


Рис.3.4.8. Демодулированный сигнал на входе компаратора

Соответственно, если количество неправильно принятых бит данных Z разделить на общее число переданных бит данных N_D , то мы получим значение BER , то есть оценку вероятности ошибки приема.

На рис.3.4.9 изображена упрощенная схема моделирования приемника ШПС-ПРС с использованием метода комплексных амплитуд.

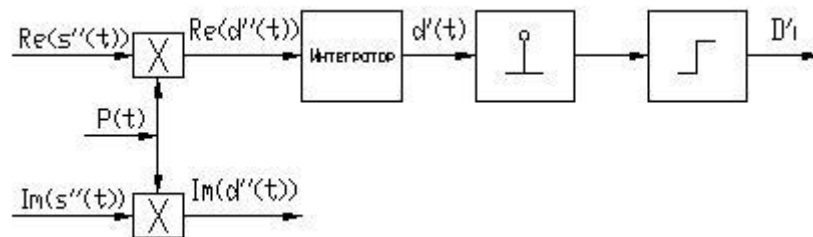


Рис.3.4.9. Упрощенная схема приемника ШПС с использованием метода комплексных амплитуд

Согласно схеме, на вход приемника поступают две составляющие сигнала, искаженные шумом. Рассмотрим сигнал, не искаженный шумом. После перемножения с той же ПСП, что и в передатчике, сигнал преобразуется в узкополосный с шириной спектра, численно равной скорости передачи данных (1 Гц). При нулевой начальной фазе принятого сигнала мнимая часть его комплексной амплитуды равна нулю. На рис.3.4.10 приведена действительная часть сигнала, а ее спектр – на рис.3.4.11.

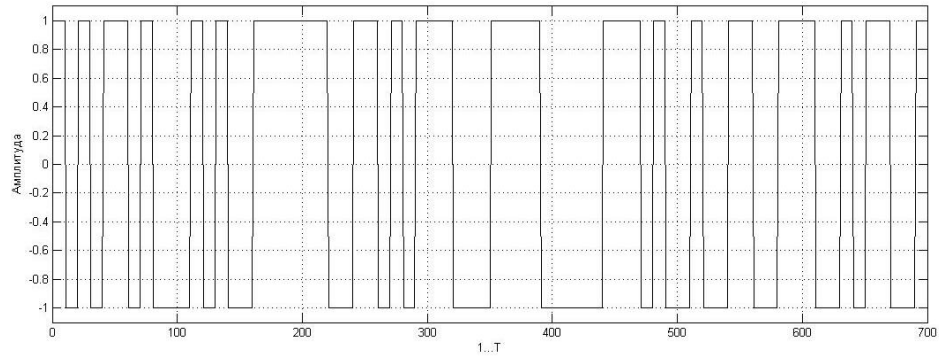


Рис.3.4.10. Модуль комплексной амплитуды сигнала после «снятия» ПСП

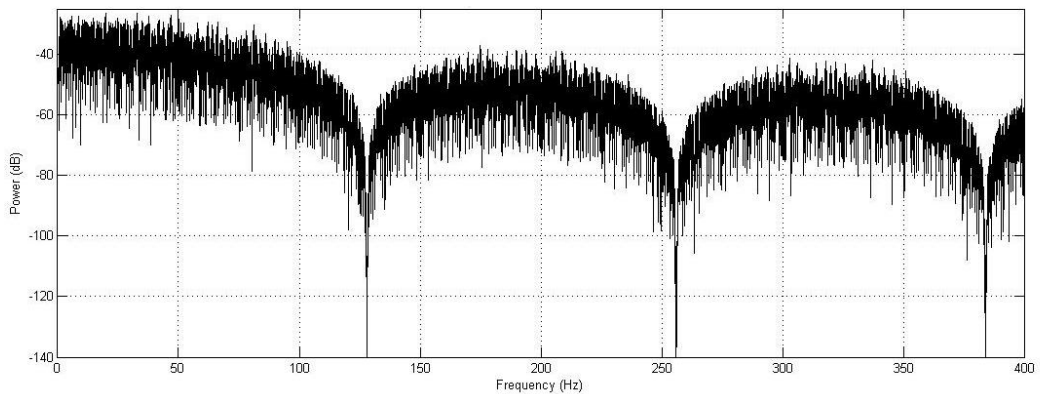


Рис.3.4.11. Смещенный спектр сигнала после «снятия» ПСП

Такой сигнал, как и в методе мгновенных значений, поступает в демодулятор 2ФМ, затем на компаратор, где сравнивается с информационной последовательностью на входе передатчика. На рис.3.4.12 изображен сигнал на входе порогового устройства (последний элемент, рис.3.4.1). При длительности информационного сигнала 50бит и отношении сигнал-шум в канале связи 5дБ ошибок на выходе демодулятора не обнаружено.

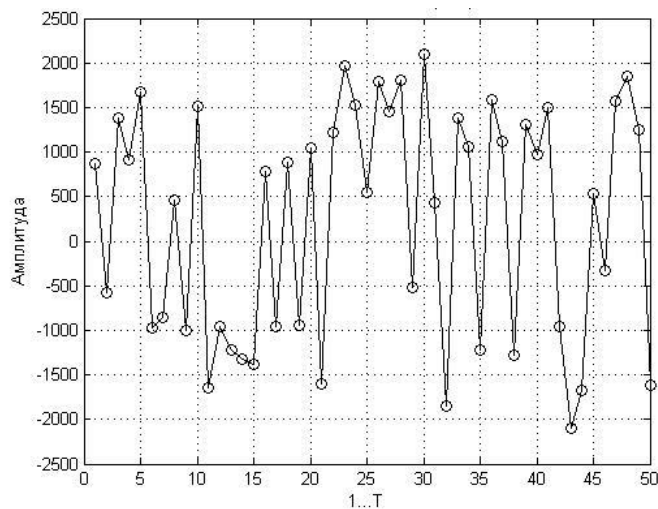


Рис.3.4.12. Реализация сигнала на входе порогового устройства

Выводы:

В третьей главе на основе математических моделей (глава 2) построены цифровые модели передатчика и приемника ШПС-ПРС с использованием двух методов: мгновенных значений и комплексных амплитуд. Проведено тестирование моделей. Подтверждена правильная работа приемника ФМ-ШПС.

4. Влияние шума и помех на характеристики приема сигнала

4.1. Помехоустойчивость системы радиосвязи с фазоманипулированным широкополосным сигналом. Анализ работы системы на фоне узкополосной помехи

Помехоустойчивость подразумевает бесконфликтное сосуществование различных систем в эфире, несмотря на то, что каждая из них принимает не только свой собственный сигнал, но и сигналы остальных систем. Понятно, что полностью исключить взаимное влияние систем, функционирующих одновременно в относительно малой пространственной зоне, невозможно в принципе. Любая активная, т.е. передающая реальный сигнал, система с неизбежностью воздействует на соседние, и в задачу системного разработчика входит минимизация потенциального вреда от подобного воздействия.

В усилиях по обеспечению высокой помехоустойчивости принимают участие, как передающая, так и принимающая стороны. Первая старается минимизировать вред от излучаемой ею энергии, наносимый соседним системам. Принимающая сторона также предпринимает собственные меры, нацеленные на нейтрализацию чужих сигналов, попадающих в приемник. Применение широкополосных сигналов является одним из способов обеспечения высокой помехоустойчивости.

Существует возможность сделать сигнал практически незаметным даже для специальных приемников радиомониторинга за счет усложнения закона модуляции, т.е. расширения спектра, подобный сигнал тем более не окажет вредного влияния на обычную принимающую систему, работающую в том же диапазоне. Задача состоит лишь в выборе такого частотно-временного произведения WT , которое позволило бы удержать спектральную плотность мощности на входе принимающей системы ниже заданного порога.

Примем за «достаточно низкий» уровень в -7дБ по отношению к тепловому шуму:

$$N_s/N_0 \leq 0,2. \quad (4.1.1)$$

Подстановка

$$N_s = \frac{P_s}{W_s} = E/W_s T_s \quad (4.1.2)$$

приводит к оценке

$$E/W_S T_S N_0 \leq 0,2. \quad (4.1.3)$$

В реальном проектировании оценка (4.1.3) должны координироваться с дальностью, так чтобы вокруг излучающей системы можно было очертить зону, вне которой переданный сигнал практически безвреден для других систем.

Со стороны принимающей системы любой сигнал, пришедший от другой излучающей системы, может трактоваться, как узкополосная или широкополосная помеха, и все аргументы в пользу широкополосности в борьбе с помехами, рассмотренные в следующих параграфах, доказывают существование широкополосной технологии как одного из действенных средств обеспечения высокой помехоустойчивости.

Ключевым параметром, влияющим на качество приема, является интенсивность сигнала, или – эквивалентно – отношение сигнал-шум. Понятно, что энергия или мощность сигнала характеризуют уровень сигнала на входе приемника.

Проблемы, связанные с распространением волн в физических средах, достаточно сложны и нередко с трудом поддаются теоретическому анализу. Имеет место большое разнообразие факторов, вызывающих как детерминированное, так и случайное ослабление сигнала, достигающего приемной стороны. Как результат их воздействия, принимаемый сигнал искажается не только АБГШ, но и помехами.

Одним из основных типов помех является узкополосная помеха. Данный тип помех наиболее характерен для ситуаций, когда некоторая соседствующая система или системы не имеют враждебных намерений по отношению к рассматриваемой и создают помехи только как результат штатного функционирования. На рис.4.1.1 представлены спектральная плотность мощности $|S(f)|$ полезного сигнала и спектральная плотность мощности помехи $I(f)$, аппроксимированные прямоугольниками, на фоне равномерной спектральной плотности мощности АБГШ N_0 .

Назовем помеху узкополосной только по той причине, что занимаемая ею полоса W_I уже полосы W_S , занимаемой сигналом, и имеются области, где спектр сигнала не подвержен искажению помехой.

Предположим, что рассматриваемая система не предпринимает никаких специальных мер для противодействия помехе, за исключением, возможно, выбора подходящего сигнала. Подобного рода сценарий означает,

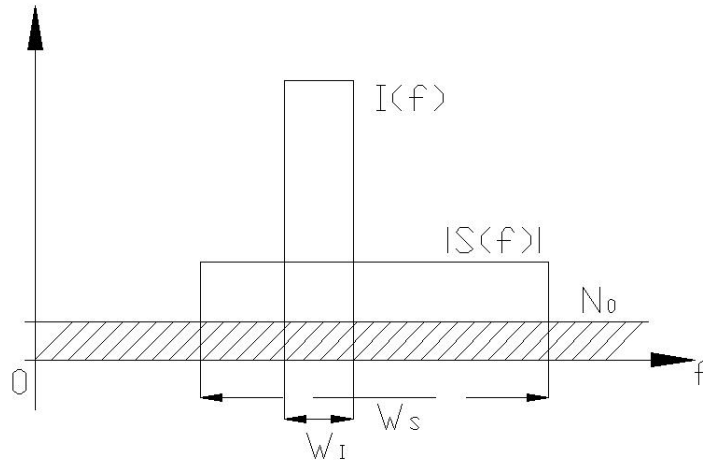


Рис.4.1.1. Спектр сигнала, помехи и фонового АБГШ

что при проектировании возможность присутствия помехи принята в расчет на этапе выбора сигнала, однако система не является адаптивной и не подстраивает каждый раз закон модуляции сигнала и обработки под текущую помеховую обстановку. Другими словами, приемник системы всегда использует только фильтр, согласованный с АБГШ, невзирая на наличие или отсутствие помехи на входе.

При отыскании отношения q_I^2 мощностей сигнала и результирующего мешающего воздействия (сигнал-(шум+помеха)) на выходе согласованного фильтра (СФ) отметим, что для прямоугольного спектра сигнала ($S(f)$ равен константе S_0 в пределах полосы W_S и нулю вне ее) АЧХ СФ также равномерна в полосе сигнала W_S и равна нулю вне ее. Примем нулевое значение АЧХ равным единице. При этом помеха, трактуемая как случайный процесс, проходит на выход фильтра без изменения мощности I , тогда как мощность шума на выходе фильтра составит $N_0 W_S$. С другой стороны, фильтр, согласованный с сигналом, когерентно суммирует все его гармоники, максимизируя выходную амплитуду до

$$A_{out} = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)| df = 2W_S S_0, \quad (4.1.4)$$

где учтена равномерность спектра в полосе сигнала W_S , а удвоение обусловлено вкладом «отрицательных» частот. В то же время энергия сигнала, вычисленная по теореме Парсеваля,

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df = 2W_S S_0^2. \quad (4.1.5)$$

В итоге

$$q_I^2 = \frac{A_{out}^2}{I + N_0 W_S} = \frac{4W_S^2 S_0^2}{I + N_0 W_S} = \frac{2E}{N_0 + I/W_S}. \quad (4.1.6)$$

Из последнего равенства можно заметить, что, независимо от конкретной полосы W_I , отношение сигнал-(шум+помеха) на выходе СФ ведет себя, как при равномерно распределенной мощности помехи в полосе сигнала W_S , добавляя к естественному шуму дополнительный «АБГШ» со спектральной плотностью I/W_S .

Из (4.1.6) виден выигрыш от использования сигнала с широким спектром: чем шире полоса сигнала W_S в сравнении с полосой помехи W_I , тем меньше дополнительная «шумовая» спектральная плотность, и, следовательно, больше q_I^2 . Таким образом, достижение высокой помехоустойчивости к узкополосной помехе без обращения к увеличению энергии и пиковой мощности возможно только при расширении спектра сигнала независимо от его длительности, т.е. использовании широкополосной технологии.

Теоретически, увеличение базы сигнала B позволяет уменьшить сосредоточенную по частоте помеху до сколь угодно малого уровня. Системам на базе МДКР присуще одно важное свойство: способность эффективно бороться с помехами, особенно узкополосными. Именно благодаря этому технология МДКР долгие годы применялась преимущественно в военных системах, обычно работающих в сложной помеховой обстановке и условиях радио подавления.

Рассмотрим более подробно характеристики системы при воздействии узкополосной помехи. Предположим, что мощность АБГШ в полосе пропускания существенно меньше мощности узкополосной помехи. Гармоническая помеха является наихудшей из класса данных помех. Входной сигнал приемника определяется следующим образом:

$$U_{\text{пр}}(t) = \sqrt{2P_c}D(t)P(t) \cos(\omega_0 t) + \sqrt{2P_I} \cos(\omega_0 t + \theta), \quad (4.1.7)$$

где P_c - мощность полезного сигнала на входе приемника; $D(t)$ – сигнала передаваемого сообщения на входе передатчика и на выходе приемника; $P(t)$ – сигнал ПСП; ω_0 – частота несущей; P_I – мощность помехи на входе приемника; θ – случайная фаза, равномерно распределенная на интервале $[0, 2\pi]$.

При сжатии спектра входной сигнал умножается на синхронный сигнал ПСП $P(t)$. Сигнал на входе интегратора

$$U_{\text{вх.инт.}} = \sqrt{P_c}D(t) + \sqrt{P_I}P(t)\cos\theta. \quad (4.1.8)$$

Если длительность бита информационной последовательности превышает период несущей частоты и/или кратна полупериоду несущей, то на входе интегратора спектральная плотность мощности демодулированной помехи $G_I(f)$ определяется следующим выражением:

$$G_I(f) = \frac{P_I \overline{\cos^2 \theta}}{2f_{pn}} = \frac{\sin(\pi f / f_{pn})}{\pi f / f_{pn}}, \quad (4.1.9)$$

где f_{pn} – частота следования элементов ПСП.

Демодулированная помеха оказывается широкополосной, причем первые нули спектральной плотности имеют место при $f = f_0$. Так как фаза θ относительно узкополосной помехи является случайной величиной с равномерным распределением и независимой от фазы несущей полезного сигнала, то

$$\overline{\cos^2 \theta} = \frac{1}{2} \quad (4.1.10)$$

и спектральная плотность узкополосной помехи на выходе демодулятора будет определяться, как:

$$G_I(f) = \frac{P_I}{4f_{pn}}, |f_{pn}| \leq f_0. \quad (4.1.11)$$

Из (4.1.9) и (4.1.11) следует, что гармоническая узкополосная помеха, имеющая мощность P_I на частоте f_{pn} , преобразуется в широкополосный сигнал, имеющий практически равномерную спектральную плотность $G_I(f)$. Таким образом, спектральная плотность узкополосной помехи на выходе демодулятора обратно пропорциональна частоте следования чипов ПСП f_{pn} . Спектральная плотность помехи $G_I(f)$ определена для положительных и отрицательных частот $-f_0 \leq f \leq f_0$. Практическое значение имеют только положительные частоты, поэтому введем спектральную плотность, определенную только для положительных частот:

$$I(f) = 2G_I(f), 0 \leq f \leq f_0. \quad (4.1.12)$$

4.2. Теоретическая оценка зависимости BER на выходе демодулятора приемника от отношения сигнал-шум

Одним из преимуществ систем с расширенным спектром является способность противостоять воздействию помех, которые в других системах могут полностью нарушить связь. В данном разделе рассматриваются характеристики системы в условиях воздействия теплового шума, т.е. АБГШ.

Расширение спектра сигнала обеспечивается сигналом в виде ПСП со скоростью следования символов R_{pn} . Сигнал расширения спектра не зависит от сигнала передаваемого сообщения с частотой следования информационных символов R_b .

Рассмотрим самый простой случай 2ФМ сигнала без фильтрации, когда смена сигнальных состояний +1 и -1 происходит со скоростью R_b . Смена же состояний +1 и -1 сигнала ПСП происходит со скоростью R_{pn} . Если рассмотреть систему с расширением спектра в целом, то можно заметить, что передаваемый сигнал умножается дважды на сигнал расширения, сначала в передатчике, затем в приемнике. Так как

$$P^2 = 1, \quad (4.2.1)$$

поскольку

$$1^2 = 1, (-1)^2 = 1, \quad (4.2.2)$$

то влияние сигнала ПСП не проявляется в выходном сжатом по спектру сигнале приемника при идеальной временной синхронизации.

Тепловой шум вносится в приемной части канала связи подсистемами МШУ и ПЧ. АБГШ по своей природе является широкополосным и имеет гауссовскую функцию плотности распределения. Шумовая полоса МШУ и ПЧ, как правило, превышает ширину полосы сигнала с расширенным спектром. В процессе сжатия спектра осуществляется умножение шума на псевдослучайный сигнал, в результате которого происходит изменение полярности шумовой реализации в номинально случайные моменты времени, кратные длительности символов ПСП. Изменение полярности не оказывает влияния на спектральную плотность и функцию плотности распределения вероятности АБГШ. Таким образом, основываясь на интуитивном анализе и на физическом уровне, можно сделать заключение, что операции расширения и сжатия спектра не изменяют спектральные и статические свойства сигнала и шума. Поэтому для систем с расширенным спектром P_b сохраняется такой же, как в системе без расширения спектра. Таким образом, для системы с расширенным спектром и когерентной демодуляцией *BPSK* сигналов справедливо:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{E_b/N_0} \right), \quad (4.2.3)$$

где E_b – удельные энергетические затраты, средняя энергия принимаемого сигнала на бит сообщения, определяемая, как

$$E_b = P_s \tau_c; \quad (4.2.4)$$

где P_s – средняя мощность принимаемой несущей; τ_c – длительность бита сообщения; N_0 – спектральная плотность шума, то есть мощность шума на 1Гц полосы; $erfc$ – дополнительная функция ошибок, определяемая выражением:

$$erfc x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt. \quad (4.2.5)$$

Для расчета теоретической зависимости вероятности символьной ошибки от отношения сигнал-шум воспользуемся формулами и таблицей [1]. При описании вероятности ошибки с гауссовой плотностью распределения часто используется так называемый гауссов интеграл ошибок $Q(x)$. Он может определяться несколькими способами, но все определения одинаково пригодны для описания вероятности ошибки при гауссовом шуме, причем его нельзя вычислить в аналитическом виде. Вероятность битовой ошибки при приеме сигнала 2ФМ можно рассчитать, используя дополнительный интеграл к гауссовской функции ошибок:

$$P_B = Q\left(\sqrt{\frac{2E_B}{N_0}}\right), \quad (4.2.6)$$

Ниже использована одна из аппроксимаций этой функции, справедливой для $x > 3$:

$$Q(x) \cong \frac{1}{x\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right). \quad (4.2.7)$$

В [1] приведена таблица значений гауссова интеграла ошибок. В таблице 4.2.1 приведен теоретический расчет вероятностей битовой ошибки P_b для отношений сигнал-шум от 0 до 10дБ. Перерасчет отношения сигнал-шум по мощности из дБ в разы производится по формуле:

$$q = 10^{\frac{q[\text{дБ}]}{10}}. \quad (4.2.8)$$

Соответственно аргумент x :

$$x = \sqrt{2q}. \quad (4.2.9)$$

Таблица 4.2.1. Расчет зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум

Отношение сигнал-шум, дБ	Отношение сигнал-шум в разах	x	$P_B=Q(x)$
0	1	1,414	0,793
1	1,26	1,587	0,0599
2	1,58	1,78	0,0375
3	1,995	1,998	0,0228
4	2,512	2,214	0,0136
5	3,162	2,515	0,006
6	3,981	2,822	0,0024
7	5,0119	3,166	$8 \cdot 10^{-4}$
8	6,31	3,552	$2 \cdot 10^{-4}$
9	7,943	3,986	$4 \cdot 10^{-5}$
10	10	4,472	$4 \cdot 10^{-6}$

Следует отметить, что существует нижнее предельное значение E_B/N_0 , при котором ни при какой скорости передачи нельзя осуществить безошибочную передачу информации. Используя выражения для пропускной способности (теорема Шеннона-Хартли) [1]:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P_S}{N_n} \right), \quad (4.2.10)$$

где W – ширина полосы пропускания, P_S – средняя мощность принятого сигнала, $N_n = N_0 W$ – средняя мощность шума, и, принимая

$$x = \frac{E_B}{N_0} \frac{C}{W}, \quad (4.2.11)$$

получаем:

$$\begin{aligned} \frac{C}{W} &= x \log_2 (1 + x)^{1/x}, \\ 1 &= \frac{E_B}{N_0} \log_2 (1 + x)^{1/x}. \end{aligned} \quad (4.2.12)$$

В пределе, при $C/W \rightarrow 0$ с использованием соотношения:

$$\lim_{x \rightarrow 0} (1 + x)^{1/x} = e, \quad (4.2.13)$$

получаем

$$\begin{aligned} \frac{E_B}{N_0} &= \frac{1}{\log_2 e} = 0,693, \\ \frac{E_B}{N_0} &= -1,6 \text{ дБ}. \end{aligned} \quad (4.2.14)$$

Полученное число (4.2.14) носит название предела Шеннона. На рис.4.2.1 изображена теоретическая зависимость вероятности битовой ошибки P_b от отношения сигнал-шум.

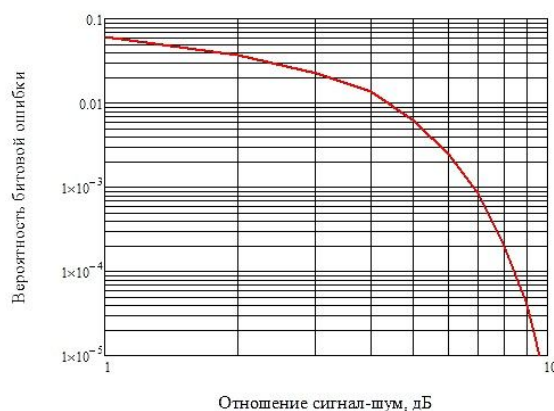


Рис.4.2.1. Теоретическая зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал-шум

Выражение для вероятности ошибки (4.2.3) можно использовать также и в случае узкополосных помех, предполагая, что демодулированная помеха I в полосе модулирующих частот на входе решающего устройства обладает свойствами АБГШ.

В случае когерентной демодуляции сигналов 2ФМ с учетом (4.1.11) имеем

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{E_b / N_0} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{E_b / I(f)} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2P_I / (4f_{pn})}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_s}{P_I} \frac{f_{pn}}{f_0}} \right). \quad (4.2.15)$$

Величину

$$P'_I = \frac{P_I}{2 \left(\frac{f_{pn}}{f_0} \right)} \quad (4.2.16)$$

можно рассматривать, как эффективную мощность помехи. Поэтому отношение мощности сигнала P_s к эффективной мощности P'_I определяет вероятность ошибки в системе с расширенным спектром.

Из (4.2.15) следует, что отношение частоты следования символов к скорости передачи $\frac{f_{pn}}{f_0}$ определяет степень ослабления узкополосной помехи. Поэтому выигрыш при обработке может быть определен, как

$$V = \frac{f_{pn}}{f_0}. \quad (4.2.17)$$

Выигрыш при обработке формально определяется, как [8]

$$V = \frac{(S/I)_{\text{ВЫХ}}}{(S/I)_{\text{ВХ}}} = \frac{BW_{\text{рч}}}{f_{pn}}. \quad (4.2.18)$$

Здесь $(S/I)_{\text{ВЫХ}}$ представляет собой отношение сигнал/помеха на выходе демодулятора, $(S/I)_{\text{ВХ}}$ – отношение сигнал/помеха на входе приемника, т.е. произведена замена величины мощности шума на величину мощности помехи, которая характеризует ситуацию при воздействии узкополосной помехи.

4.3. Расчет зависимости BER на выходе демодулятора приемника от отношения сигнал-шум

На рис.4.4.1 изображена элементарная схема системы радиосвязи. В разделе 4.2 было рассмотрено влияние АБГШ на результаты приема и вероятность битовой ошибки.



Рис.4.3.1. Элементарная схема системы радиосвязи

В данном разделе будет рассмотрено влияние АБГШ на систему, рассмотренную в разделах 3.3 и 3.4. В Приложении 8 приведен текст программы *Matlab* для расчета параметров шума. Спектральная плотность мощности шума рассчитывается, как:

$$N_0 = \frac{A^2}{2q}, \quad (4.3.1)$$

где A^2 – мощность шума (при программировании задается равной единице), q – отношение сигнал-шум, переведенное в разы. Тогда СКО шума соответственно рассчитывается, как:

$$\sigma = \sqrt{N_0 f_s / 2}, \quad (4.3.2)$$

где f_s – частота дискретизации, используемая в цифровой модели.

Реализация и спектр ШПС с АБГШ при отношении сигнал-шум 10дБ и спектральной плотностью шума 0,05 Вт/Гц изображены на рис.4.3.2 и рис.4.3.3 соответственно.

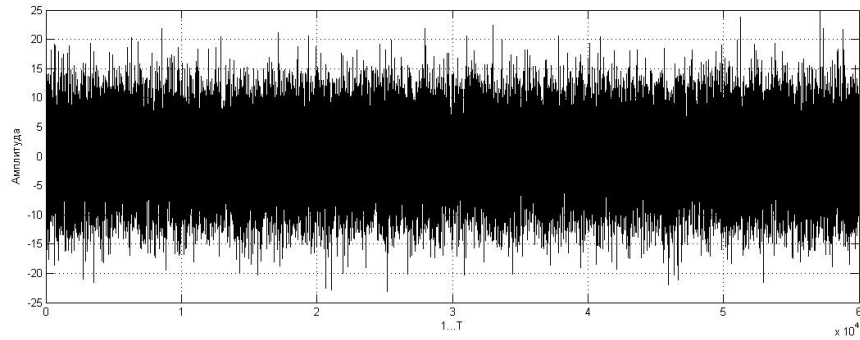


Рис.4.3.2 Реализация ШПС с АБГШ при $q=10\text{дБ}$

Теперь рассмотрим ФМ-ШПС, полученный от передатчика, на входе приемника, после прохождения канала с таким шумом. Понятно, что шум сильно искажает передаваемый сигнал. Например, при отношении сигнал-шум 10дБ, после снятия ПСП, имеется реализация колебания, изображенная на рис.4.3.4.

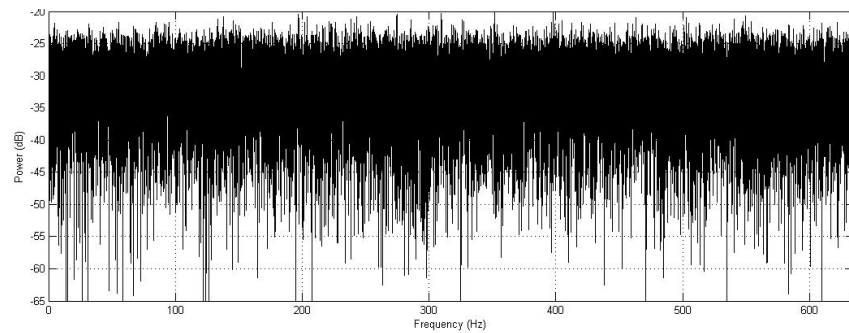


Рис.4.3.3. Спектр ШПС с АБГШ при $q=10\text{дБ}$

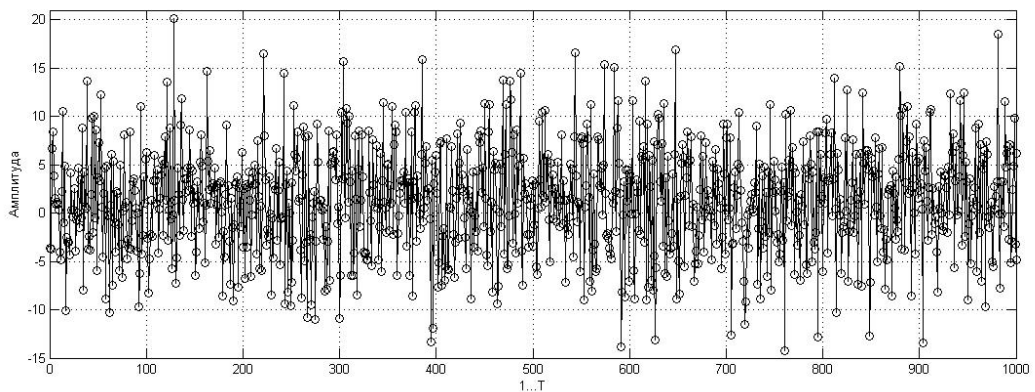


Рис.4.3.4 Реализация колебания после «снятия» ПСП

На выходе демодулятора имеется искаженная реализация сигнала. Сравнивая исходную последовательность бит данных с демодулированным сигналом, получаем количество ошибочно принятых бит. Реализация сигнала на выходе демодулятора изображена на рис.4.3.5.

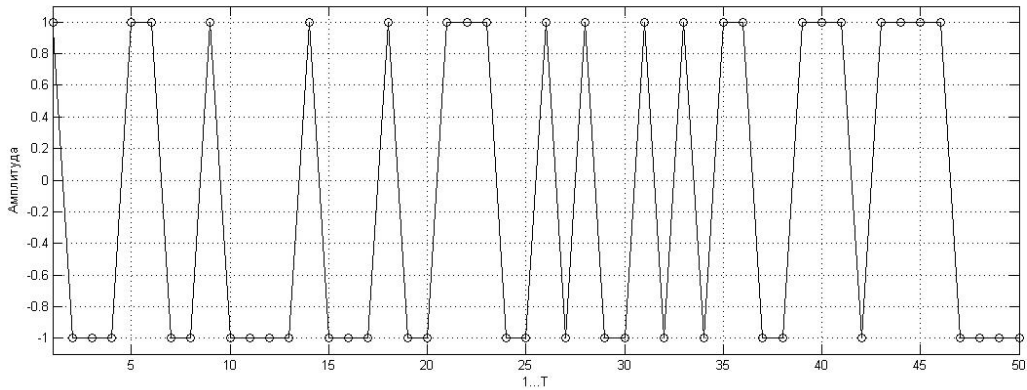


Рис.4.3.5. Демодулированный сигнал

В данном разделе исследовалась помехоустойчивость системы радиосвязи в канале с АБГШ - вероятность битовой ошибки при приеме ШПС. Расширяющая ПСП имеет длину 127 элементов. В Приложении 9 приведена полная таблица результатов исследования значений вероятности ошибки от значения отношения сигнал-шум. В таблице 4.3.1 приведены обобщенные результаты данного исследования в сравнении с теоретическими значениями, рассчитанными в п.4.2. Результаты моделирования представлены на рис.4.3.6.

Таблица 4.3.1. Сводная таблица результатов при $N=127$ бит

q , дБ	$Q(x)$	P_b
0	0,0793	0,0785
1	0,0599	0,0548
2	0,0375	0,0383
3	0,0228	0,0221
4	0,0125	0,0093
5	0,006	0,006
6	0,0024	0,0019
7	$8,39 \cdot 10^{-4}$	$15 \cdot 10^{-4}$

В работе так же исследовались расширяющие ПСП с дополнительным битом четности, то есть длиной 128 элементов. В таблице 4.3.2 приведены результаты исследования с расширяющей ПСП 128бит. Графически результаты представлены на рис.4.3.6. По графику видно, что вероятность ошибки для случаев $N=127$ и $N=128$ элементов близка к ожидаемым значениям.

Таблица 4.3.2 Сводная таблица результатов для метода мгновенных значений

q , дБ	$Q(x)$	$P_{ош}$ ($N=127$ бит)	$P_{ош}$ ($N=128$ бит)
0	0,0793	0,0785	0,0776
1	0,0599	0,0548	0,0554
2	0,0375	0,0383	0,037
3	0,0228	0,0221	0,0249
4	0,0125	0,0093	0,0125
5	0,006	0,006	0,007
6	0,0024	0,0019	0,003
7	$8,39 \cdot 10^{-4}$	$15 \cdot 10^{-4}$	$14 \cdot 10^{-4}$

В таблице 4.3.3 приведены те же результаты исследования, но уже для схемы с использованием метода комплексных амплитуд. На рис.4.3.7 приведены полученные зависимости. Обе зависимости лежат около теоретической, приближаясь к ней.

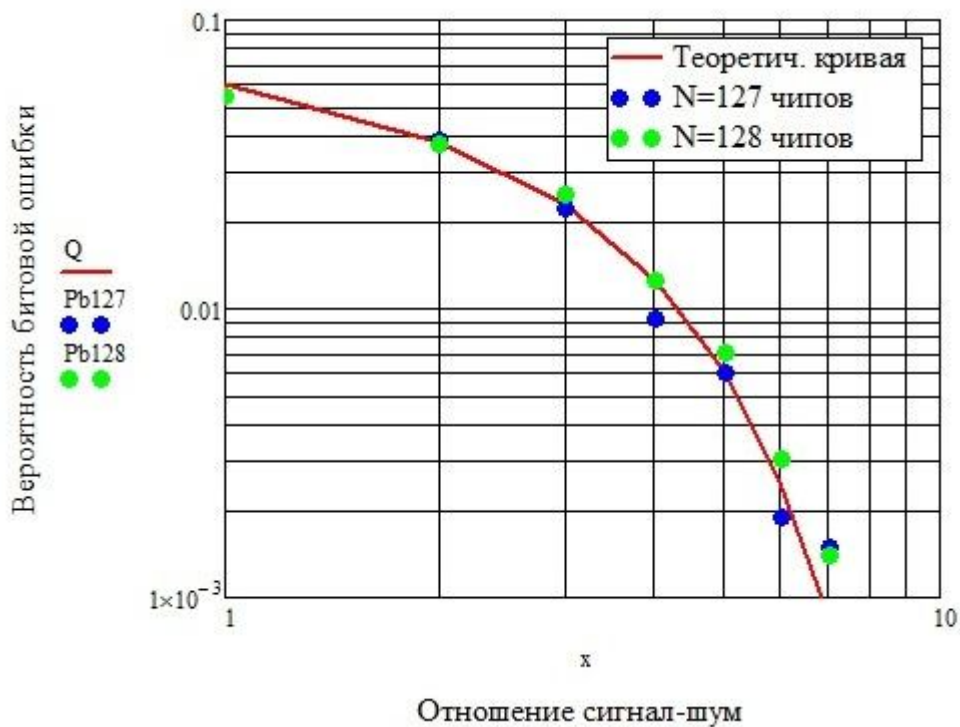


Рис.4.3.6. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум

Таблица 4.3.3. Сводная таблица результатов для метода комплексных амплитуд

q , дБ	$P_{ош}$	$P_{ош} (N=127)$	$P_{ош} (N=128)$
0	0,0793	0,0831	0,078
1	0,0599	0,0562	0,055
2	0,0375	0,04	0,0343
3	0,0228	0,0229	0,0251
4	0,0125	0,0125	0,0138
5	0,006	0,0069	0,0076
6	0,0024	0,0024	0,0022
7	$8,39 \cdot 10^{-4}$	$15 \cdot 10^{-4}$	0,0016

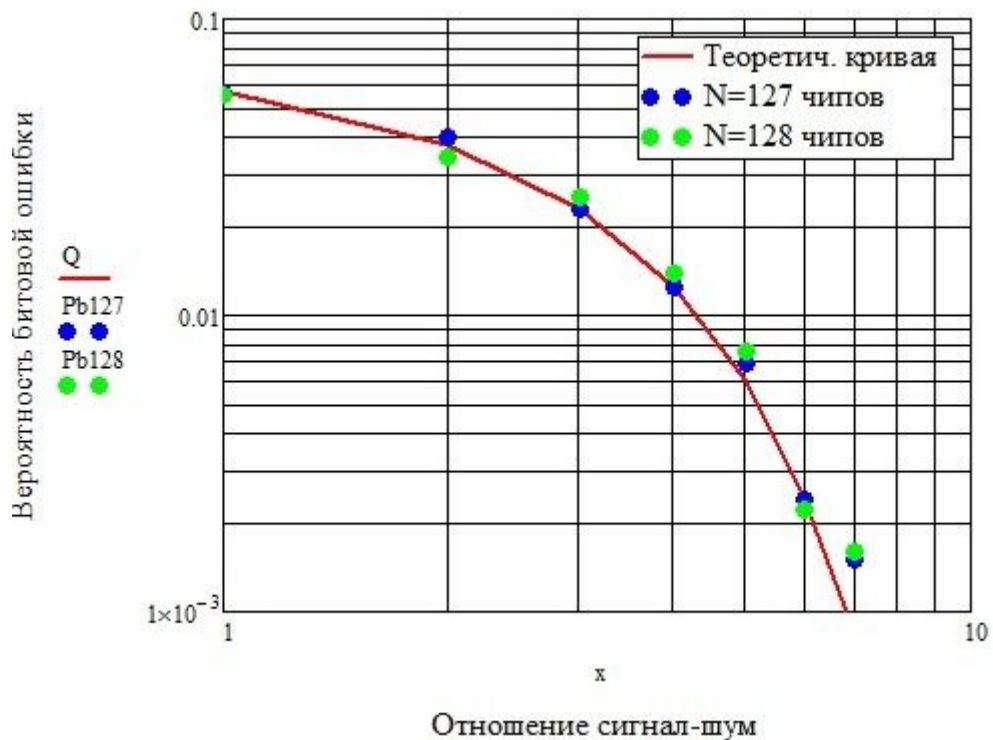
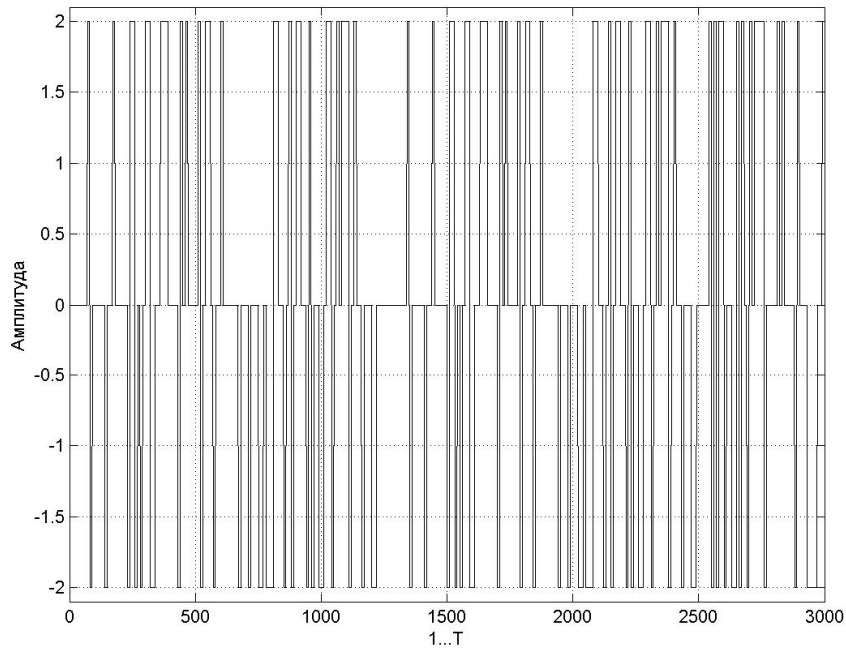


Рис.4.3.7. Зависимость отношения вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум, полученная при моделировании с использованием метода комплексных амплитуд

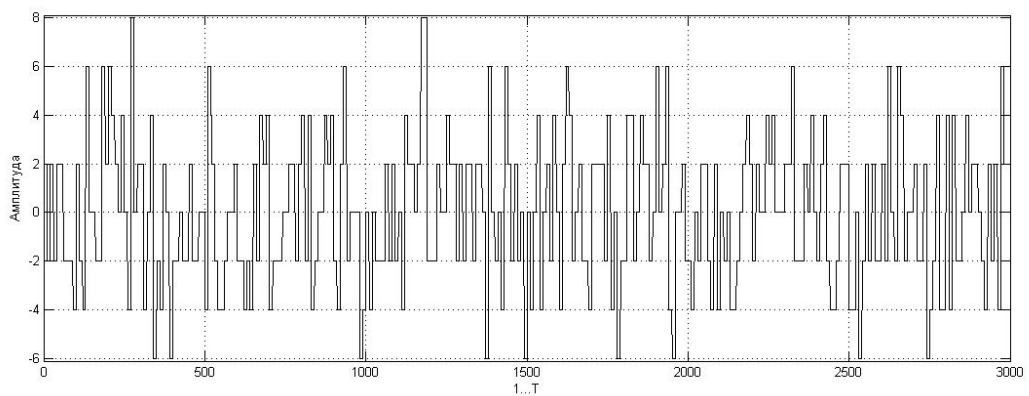
4.4. Работа системы на фоне взаимных помех. Расчет зависимости BER на выходе приемника от числа взаимных помех и от отношения сигнал-(шум+помехи)

Помимо АБГШ и узкополосной помехи, на качество приема в системах МДКР также влияют взаимные помехи, т.е. сигналы, одновременно передаваемые другими передатчиками. Как отмечено в п.1.2, на входе приемника системы с МДКР одновременно принимаемые сигналы имеют

примерно равные мощности. Для изучения влияния взаимных помех на вероятность битовой ошибки рассмотрим прием сигнала, не смешанного с шумом, т.о. сигнал поступает в приемник, смешанный с другим подобным сигналом, имеющим свою расширяющую ПСП. В данном разделе исследуется система радиосвязи с использованием метода комплексных амплитуд. На рис.4.4.1 представлены смешанные последовательности, приходящие на вход приемника. На рис.4.4.2 – их спектры.

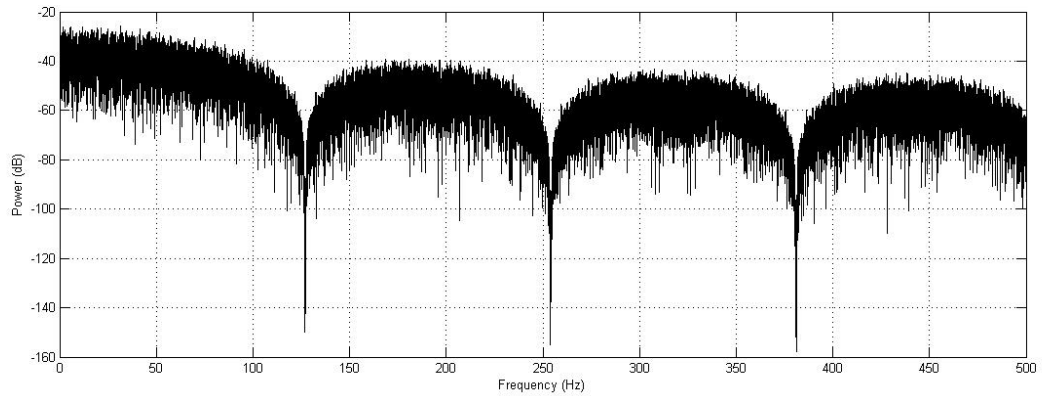


а) Реализация на входе приемника при одной взаимной помехе ($k=2$)

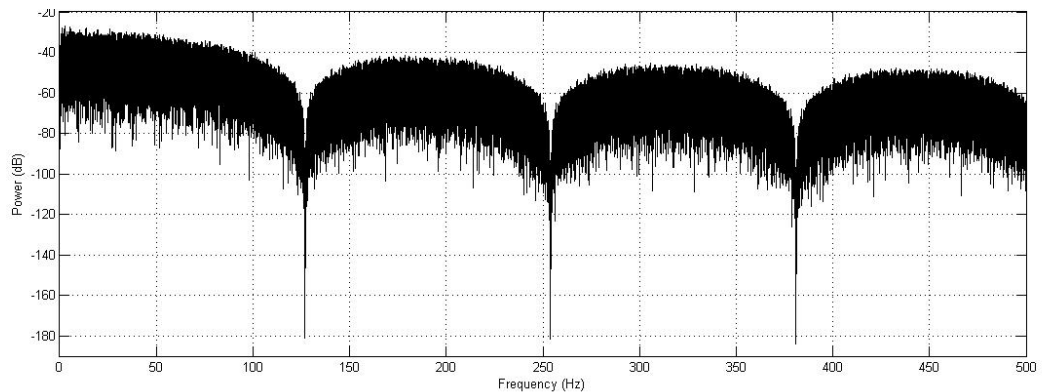


б) Реализация на входе приемника при семи взаимных помехах ($k=8$)

Рис.4.4.1. Смешанные последовательности на входе приемника



а) Спектр сигнала на входе приемника при одной взаимной помехе ($k=2$)



б) Спектр сигнала на входе приемника при семи взаимных помехах ($k=8$)

Рис.4.4.2. Спектр сигналов на входе приемника при взаимных помехах

В отсутствие шума и при одной и при семи взаимных помехах в результате демодуляции сигнал принят верно. Но при появлении шума значение вероятности битовой ошибки ухудшаются. В таблице 4.4.1 приведены результаты исследования.

Таблица 4.4.1. Сводная таблица результатов для метода комплексных амплитуд с использованием расширяющих ПСП длиной 127 элементов

Кол-во помех q , дБ	Теор-ие расчеты	0	1	2	3	4	5	6	7
		0	0,0793	0,0831	0,0837	0,0879	0,0882	0,089	0,0899
1	0,0599	0,0562	0,0588	0,0613	0,0644	0,0667	0,0723	0,0728	0,0747
2	0,0375	0,04	0,0411	0,0422	0,043	0,0461	0,0496	0,0499	0,0529
3	0,0228	0,0229	0,025	0,0286	0,0287	0,0321	0,0358	0,0366	0,0401
4	0,0125	0,0125	0,0154	0,0177	0,02	0,0202	0,239	0,0241	0,0272
5	0,006	0,0069	0,0091	0,0092	0,011	0,0128	0,0141	0,0142	0,0148
6	0,0024	0,0024	0,0034	0,0058	0,0061	0,0081	0,0088	0,0089	0,0109
7	0,000839	0,0015	0,002	0,0031	0,0033	0,0038	0,0042	0,0049	0,005

На рис.4.4.3 изображены зависимости вероятностей битовой ошибки от отношения сигнал-шум при $k=1\dots 8$. По рисунку видно, что с увеличением количества взаимных помех монотонно растет и вероятность ошибки.

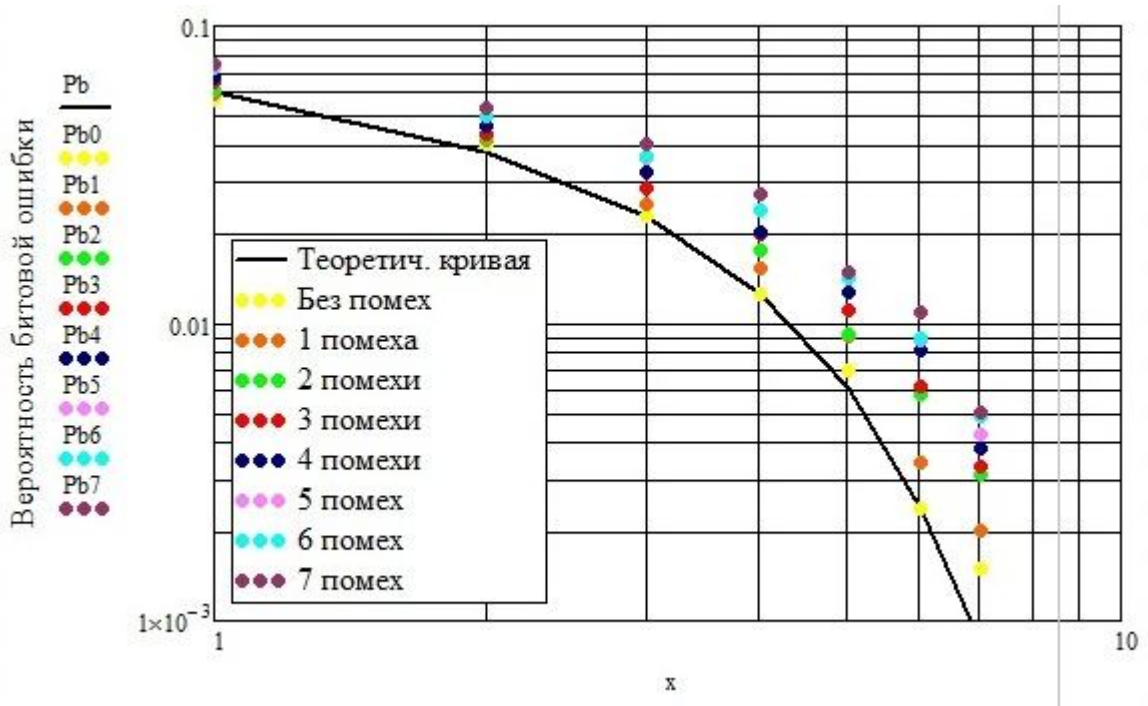


Рис.4.4.3. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум при разном количестве взаимных помех

Такое же исследование проведено для случая, когда расширяющая ПСП имеет длину 128 элементов. В таблице 4.4.2 приведены результаты данного исследования. На рис.4.4.4 - полученные зависимости.

Таблица 4.4.2. Сводная таблица результатов для метода комплексных амплитуд с использованием расширяющих ПСП длиной 128 элементов

Кол-во помех q , дБ	Теор-ие расчеты	0	1	2	3	4	5	6	7
		0	0,0793	0,078	0,0787	0,0817	0,0856	0,0862	0,0867
1	0,0599	0,055	0,061	0,0643	0,0646	0,0667	0,0676	0,0694	0,0709
2	0,0375	0,0343	0,0433	0,0438	0,0441	0,0474	0,0496	0,0506	0,051
3	0,0228	0,0251	0,0253	0,0284	0,0306	0,0315	0,0316	0,0349	0,0404
4	0,0125	0,0138	0,0161	0,0178	0,018	0,0208	0,232	0,026	0,0238
5	0,006	0,0076	0,0078	0,0107	0,0108	0,0137	0,014	0,0157	0,0172
6	0,0024	0,0022	0,0034	0,005	0,0052	0,0086	0,009	0,0116	0,0121
7	0,000839	0,0016	0,0019	0,0029	0,0033	0,0047	0,0054	0,0067	0,0073

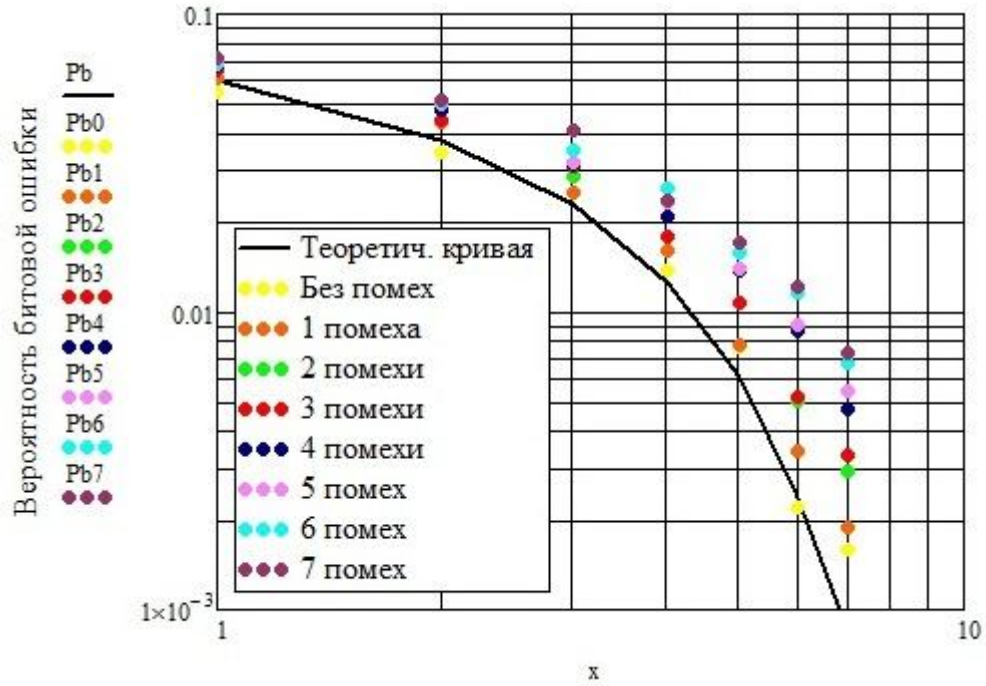


Рис.4.4.4. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум при разных количествах взаимных помех и использовании расширяющих ПСП длиной 128 элементов

На рис.4.4.5 изображены кривые при семи взаимных помехах для двух случаев: при использовании расширяющих ПСП длиной 127 и 128 элементов.

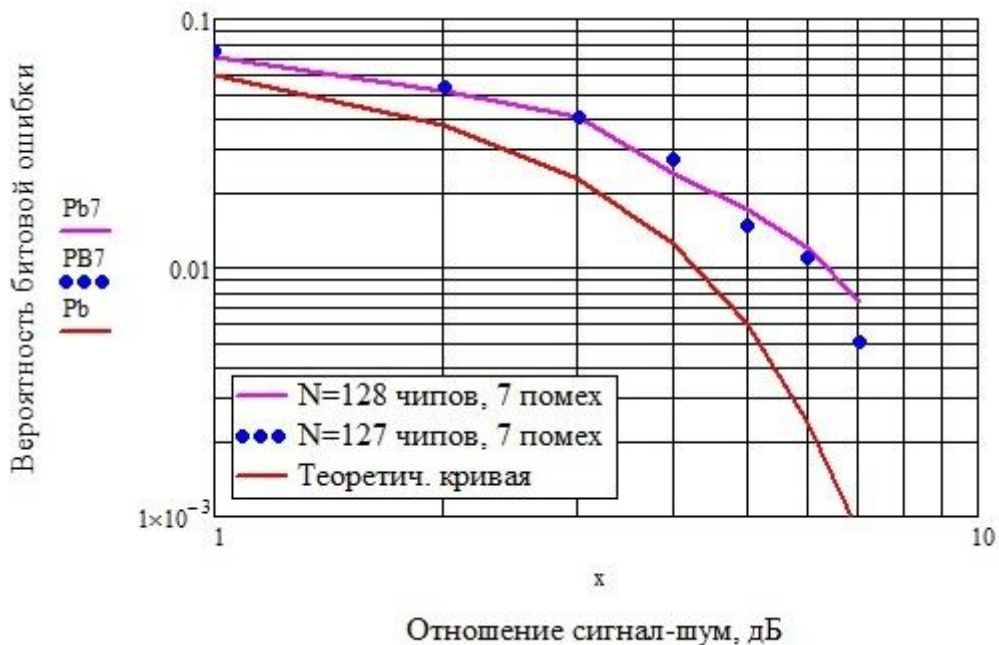


Рис.4.4.5. Зависимости битовой ошибки от отношения сигнал-шум

В таблицах 4.4.3 и 4.4.4 приведены для сравнения результаты для $q=0$ дБ и $q=7$ дБ соответственно. По данным этих таблиц видно, что, когда

отношение сигнал-шум мало, т.е. значения мощности полезного сигнала и шума близки, значения вероятностей ошибки, при расширяющей ПСП длиной 128 элементов меньше, чем при $N=127$ элементов. При сравнительно больших же значениях отношения сигнал-шум, т.е., когда мощность сигнала на несколько дБ выше мощности шума, результаты для $N=127$ элементов и $N=128$ элементов близки, но с увеличением количества мешающих сигналов вероятность ошибки для $N=128$ элементов растет быстрее.

Таблица 4.4.3. Таблица сравнения результатов при $q=0$ дБ

Кол-во помех	0	1	2	3	4	5	6	7
$N=127$	0,0831	0,0837	0,0879	0,0882	0,089	0,0899	0,093	0,0931
$N=128$	0,078	0,0787	0,0817	0,0856	0,0862	0,0867	0,0873	0,0958

Таблица 4.4.4. Таблица сравнения результатов при $q=7$ дБ

Кол-во помех	0	1	2	3	4	5	6	7
$N=127$	0,0015	0,002	0,0031	0,0033	0,0038	0,0042	0,0049	0,005
$N=128$	0,0016	0,0019	0,0029	0,0033	0,0047	0,0054	0,0067	0,0073

Выводы:

В четвертой главе изучены вопросы помехоустойчивости системы радиосвязи и преимущества широкополосной передачи сигналов для ее обеспечения. Изучены три основных вида помех: БГШ, как внешний источник шума в канале передачи, узкополосная помеха, как мешающий сигнал от соседних систем, и взаимная помеха, как внутренний мешающий сигнал, одновременно передаваемый рассматриваемым передатчиком. Рассчитана теоретическая зависимость битовой ошибки от отношения сигнал-шум. Смоделирована СПИ ШПС. При моделировании применены ансамбли расширяющих ПСП из главы 2. В п.4.4 и п.4.5 получены практические зависимости отношения битовой ошибки от отношения сигнал-шум и сигнал-(шум+помеха). При анализе замечено, что появление бита четности в расширяющих ПСП не ухудшает работу приемника, а при низких значениях отношения сигнал-шум даже понижает вероятность битовой ошибки приема.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведено исследование систем передачи информации МДКР с использованием широкополосных сигналов методом моделирования в пакете *Matlab*.

В первой главе приведены теоретические сведения о радиосигналах с расширенным спектром – ШПС, определена область исследования – сигналы с прямым расширением спектра ПСП. Приведены основные характеристики систем множественного доступа при *CDMA* в сравнении с системами с временным разделением. В последнем подразделе рассмотрена типовая схема системы радиосвязи с ШПС-ПРС, на основании которой построена упрощенная схема рассматриваемой радиосистемы. Для последней схемы записаны основные соотношения для сигналов и процессов в разных точках схемы передатчика и приемника.

Для моделирования широкополосной системы, опираясь на результаты исследования характеристик ПСП [9], выбраны два ансамбля: М-последовательностей и кодов Голда длиной 127бит, состоящих из восьми ПСП. Критерием отбора ПСП в ансамбли являлся максимальный уровень ВКФ. Как показано во второй главе, в ансамбле М-последовательностей имеются пары ПСП, которые обладают трехуровневыми периодическими ВКФ; в ансамбле кодов Голда такими ВКФ обладают все пары, что говорит о преимуществе их использования для расширения спектра сигнала. Изучено влияние дополнительного бита четности на взаимные характеристики ПСП. В полученных ансамблях М-последовательностей и кодов Голда длиной 128бит замечено, что значения максимальных уровней ВКФ не изменяются в сравнении с ПСП длиной 127бит.

Далее в работе представлены функциональные схемы передатчика и приемника ШПС и проанализированы математические модели, на основе которых произведено моделирование в пакете *Matlab*. В работе представлены спектры сигналов в разных точках прохождения сигнала. При моделировании широкополосного сигнала использовались ансамбли ПСП, полученные ранее.

В работе рассматривается помехоустойчивость системы ШПС при воздействии основных помех. Изучено воздействие трех видов помех: БГШ – внешний источник шума в канале связи, помехи, создаваемые соседними системами, - узкополосные помехи, и так называемые взаимные помехи, создаваемые одновременно передающимися сигналами одного передатчика.

В пакете *Matlab* смоделирован канал связи с БГШ. Получены зависимости вероятности битовой ошибки приема от отношения сигнал-шум. Результаты, полученные при моделировании, максимально приближены к теоретической кривой.

Так же построен передатчик, одновременно передающий до восьми равных по мощности сигналов. Получены зависимости вероятности битовой ошибки от количества одновременно передаваемых сигналов. Замечено, что при увеличении количества помех вероятность битовой ошибки заметно возрастает. Так, например, при отношении сигнал-шум 0дБ, вероятность битовой ошибки без взаимных помех равна 0,0831, а при семи сигналах, передаваемых наравне с полезным, - 0,0931. Таким образом вероятность ошибки возросла в 1,1 раз. При сравнительно большом отношении сигнал-шум, равном 7дБ, вероятность битовой ошибки возросла в 3,3 раза. То есть влияние количества взаимных помех проявляется в увеличении вероятности битовой ошибки с возрастанием их количества.

В работе также изучено влияние дополнительного бита четности в расширяющих ПСП. По полученным данным замечено, что добавление бита четности в расширяющих ПСП не ухудшает работу приемника.

Библиографический список

1. Скляр Б. Цифровая связь. – М.-С-Пб.-Киев: Издательство Вильямс, 2003. – 1104 с.
2. Белами Дж. Цифровая телефония. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 640 с.
3. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
4. Гаранин М.В., Журавлев В.И., Кунегин С.В. Системы и сети передачи информации. – М.: Радио и связь, 2001. – 336 с.
5. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. – М.: Радио и связь, 2000. – 521 с.
6. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. – ЗАО РИЦ «Техносфера», 2007. – 487 с.
7. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. – Экотрендз, 2005. – 390 с.
8. Борисов Ю.П., Валуев А.А., Евсиков Ю.А. Моделирование радиоустройств и систем методом комплексных амплитуд. – Издательство МЭИ, 1991. – 83 с.
9. Карпова Д.А. Исследование характеристик ансамблей ПСП, используемых для расширения спектра радиосигнала. Бакалаврская работа. Выполнена на кафедре РТС НИУ МЭИ, 2011.

Характеристические многочлены, порождающие M-последовательности

$n=3$	$n=4$	$n=5$	$n=6$	$n=7$	$n=8$	$n=9$	
1011	10011	100101	1000011	10000011 (1)	100011101	1000010001	1100010011
1101	11001	101001	1010111	10001001 (2)	100101011	1000011011	1100010101
		101111	1011011	10001111 (3)	100101101	1000100001	1100011111
		110111	1100001	10010001 (4)	101001101	1000101101	1100100011
		111011	1100111	10011101 (5)	101011111	1000110011	1100110001
		111101	1101101	10100111 (6)	101100011	1001011001	1100111011
			1110011	10101011 (7)	101100101	1001011111	1101001111
				10111001 (8)	101101001	1001101001	1101011011
				10111111 (9)	101110001	1001101111	1101100001
				11000001 (10)	110000111	1001110111	1101101011
				11001011 (11)	110001101	1001111101	1101101101
				11010011 (12)	110101001	1010000111	1101110011
				11010101 (13)	111000011	1010010101	1101111111
				11100101 (14)	111001111	1010100011	1110000101
				11101111 (15)	111100111	1010100101	1110001111
				11110001 (16)	111110101	1010101111	1110110101
				11110111 (17)		1010101111	1110111001
				11111101 (18)		1010110111	1111000111
						1010111101	1111001011
						1011001111	1111001101
						1011010001	1111010101
						1011011011	1111100011
						1011110101	1111101001
						1011111001	1111111011

Текст программы генератора M-последовательности с коэффициентами характеристического уравнения (1110111)

```

%realiz A
a(1:8,1)=[1 0 0 1 0 1 0 0];
N=400;
for i=2:N
    a(1,i)=a(8,i-1);
    a(2,i)=a(1,i-1);
    a(3,i)=a(2,i-1);
    a(4,i)=a(3,i-1);
    a(5,i)=a(4,i-1);

```

```

a(6,i)=a(5,i-1);
a(7,i)=a(6,i-1);
h=xor(a(7,i),a(6,i));
l=xor(h,a(5,i));
o=xor(l,a(3,i));
q=xor(o,a(2,i));
a(8,i)=xor(q,a(1,i));
end
%period AKF A
c=a(7,1:N);
d=(c-0.5)*2;
for i=1:254
    su=0 ;
    for j=1 :127
        su=su+d(j)*d(i+j-1) ;
    end
    s(i)=su;
end
%aperiod AKF A
a1(1:127)=0;
a1(255:381)=0;
a1(128:254)=d(1:127);
for i=1:254
    su=0;
    for j=1:127
        su=su+d(j)*a1(i+j-1) ;
    end
    s(i)=su
end
end

```

Приложение 3.

Текст программы генератора кода Голда

```

a(1:8,1)=[1 0 0 1 0 1 0 0];
N=511;
for i=2:N
    a(1,i)=a(8,i-1);
    a(2,i)=a(1,i-1);
    a(3,i)=a(2,i-1);

```

```

a(4,i)=a(3,i-1);
a(5,i)=a(4,i-1);
a(6,i)=a(5,i-1);
a(7,i)=a(6,i-1);
h=xor(a(7,i),a(6,i));
l=xor(h,a(5,i));
o=xor(l,a(3,i));
q=xor(o,a(2,i));
a(8,i)=xor(q,a(1,i));
end
b(1:8,1)=[1 0 0 1 0 1 0 1];
N=511;
for i=2:N
    b(1,i)=b(8,i-1);
    b(2,i)=b(1,i-1);
    b(3,i)=b(2,i-1);
    b(4,i)=b(3,i-1);
    b(5,i)=b(4,i-1);
    b(6,i)=b(5,i-1);
    b(7,i)=b(6,i-1);
    g=xor(b(7,i),b(6,i));
    k=xor(g,b(4,i));
    b(8,i)=xor(k,b(1,i));
end
g1=xor(a,b);
gg1(1:8,1)=g1(1:8,1);
gg1(1:8,128)=[0 0 0 0 0 0 0 0];
gg1(1:8,256)=[0 0 0 0 0 0 0 0];
gg1(1:8,384)=[0 0 0 0 0 0 0 0];
gg1(1:8,2:127)=g1(1:8,2:127);
gg1(1:8,129:255)=g1(1:8,128:254);
gg1(1:8,257:383)=g1(1:8,128:254);
gg1(1:8,385:511)=g1(1:8,128:254);
%period AKF Gold
c=g1(7,1:N);
d=(c-0.5)*2;
for i=1:254
    su=0;
    for j=1:127

```

```

    su=su+d(j)*d(i+j-1);
end
sp(i)=su;
end
%aperiod AKF Gold
g11(1:127)=0;
g11(255:381)=0;
g11(128:254)=d(1:127);
for i=1:254
    su=0;
    for j=1:127
        su=su+d(j)*g11(i+j-1);
    end
    sa(i)=su;
end
end

```

Приложение 4.

Текст программы формирования случайного информационного сообщения с цифро-аналоговым преобразованием

```

ND=50; % Количество бит данных
data1=rand(1,ND+1); % Формирование случайного процесса
data(1:ND)=1;
ND1=ND*N1D;
Dat(1:ND1)=1;
for kk=1:ND; % Преобразование амплитуды
    if data1(kk)>0.5;
        data(kk)=-1;
        k1=(kk-1)*N1D;
        for k=1:N1D; % Число отсчетов на бит данных
            Dat(k+k1)=-1; %ЦАП
        end;
    end;
end;
end;

```

Текст программы формирования сигнала 2ФМ

```

%Модулятор
RD=1; % Скорость передачи данных, бит/с
Rpn=127; % Скорость ПСП, бит/с
f0=10*Rpn; % промежуточная частота сигнала,
бит/с
fs=10*f0; % Частота дискретизации, бит/с
dt=1/fs; % Период дискретизации
N1D=RD*fs; % Число отсчетов в 1 бите данных
TD=1/RD;
T=ND/RD; % Длина реализации, с
%Формирование несущего колебания
time=0:dt:T-dt;
sig1=sin(2*pi*f0*time);
BPSK=Dat.*sig1; % Сигнал 2ФМ

```

Текст программы реализации и преобразования M-последовательности

```

%Реализация ПСП
p(1:8,1)=[1 0 0 1 0 1 0 0];
N=127;
for i=2:N
    p(1,i)=p(8,i-1);
    p(2,i)=p(1,i-1);
    p(3,i)=p(2,i-1);
    p(4,i)=p(3,i-1);
    p(5,i)=p(4,i-1);
    p(6,i)=p(5,i-1);
    p(7,i)=p(6,i-1);
    h=xor(p(7,i),p(6,i));
    l=xor(h,p(5,i));
    o=xor(l,p(3,i));
    q=xor(o,p(2,i));
    p(8,i)=xor(q,p(1,i));
end;

```

```

for i=1:N;
    PSP(7,:)=(p(7,:)-0.5)*2;
end
Ppsp(k)= PSP(7,:)=(p(7,:)-0.5)*2;
NND=N*ND;
Pm(1:NND)=1;
for kk=1:ND;
    for k=1:N;
        Pm(k+(kk-1)*N)=Ppsp(k);    % Заполнение массива периодами ПСП
    end;
end;
%ЦАП и преобразование ПСП
N2D=fs/Rpn;    % Число отсчетов в 1 чипе ПСП
Pan(1:NND*N2D)=1;
for k2=1:(N*ND);
    k1=(k2-1)*N2D;
    P1=Pm(k2);
    for kk1=1:N2D;
        Pan(kk1+k1)=P1;
    end;
end;
end;

```

Приложение 7.

Текст программы реализации приемника ШПС

```

%Приемник
%Снятие ПСП
Dem1=Sign2.*Pan;
%Демодулятор
Dem=Dem1.*sig1;
%Взятие отсчетов
for j=1:ND;
    Sum=0;
    k1=(j-1)*fs;
    for i=1:fs;
        Sum=Dem(i+k1)+Sum;
    end;
    S(j)=Sum;
end;
end;

```

```

for j=1:ND;
    if S(j)<0;
        dat(j)=-1;
    else
        dat(j)=1;
    end;
end;
%Компаратор
sum=0;
for j=1:ND;
    if dat(j)~= data(j);
        sum=sum+1;
    end;
end;
Z=sum
BER=sum/ND    % Вероятность ошибки

```

Приложение 8.

Текст программы расчета параметров шума

```

%Реализация канала с шумом
A=1;
Q=0;           % отношение сигнал шум, дБ
q=10^(Q/10);   % отношение сигнал шум, а размах
N0=(A^2)/(2*q); % спектральная плотность шума
SKO=sqrt(N0*fs/2); % СКО шума

n=SKO*randn(1,length(DSSS1)); % БГШ с заданной дисперсией

```

Таблица результатов исследования зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум при $ND=1000$ бит и $N=127$ бит

q , дБ	Q , раз	N_0	$P_{ош}$
0	1	0,5	0,0740 0,081 0,084 0,078 0,07 0,067 0,075 0,092 0,075 0,089
1	1,2589	0,3972	0,056 0,049 0,054 0,05 0,056 0,054 0,059 0,06 0,053 0,057
2	1,5849	0,3155	0,035 0,035 0,037 0,041 0,042 0,042 0,034 0,039 0,037 0,041
3	1,9953	0,2506	0,016 0,015 0,023 0,025 0,025 0,019 0,036 0,024 0,016 0,022
4	2,5119	0,1991	0,011 0,006 0,004 0,014 0,01 0,007 0,009 0,01 0,014 0,008
5	3,1623	0,1581	0,006 0,003 0,004 0,003 0,005

			0,009 0,008 0,007 0,009 0,006
6	3,9811	0,1256	0,002 0,001 0,001 0,002 0,001 0,001 0,003 0,002 0,004 0,002
7	5,0119	0,0998	0,001 0,001 0,001 0,002 0,003 0,002 0,001 0,002 0,001 0,001

ОТЗЫВ на магистерскую диссертацию
студентки гр. ЭР-20-07 Карповой Дарьи Алексеевны на тему: «ИЗУЧЕНИЕ ВОПРОСОВ
ПОСТРОЕНИЯ И АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ ПРИ
ИСПОЛЬЗОВАНИИ КОДОВОГО УПЛОТНЕНИЯ СИГНАЛОВ»,
представленную на соискание степени магистра техники и технологии
по направлению 210400 – Радиотехника

Магистерская диссертация **Карповой Д. А.** посвящена вопросам проектирования системы радиосвязи при кодовом уплотнении и разделении сигналов с расширенным спектром, так называемых шумоподобных сигналов (ШПС). Целью исследования является создание адекватной модели радиосистемы, работающей с сигналами ФМ-ШПС; выбор двух ансамблей ПСП, используемых для формирования ШПС; оценка помехоустойчивости разработанной модели при наличии на входе приемника взаимных помех. Тему диссертации **Карповой Д. А.** считаю актуальной.

Работа содержит необходимый обзор литературных источников, в котором раскрываются особенности систем с кодовым разделением сигналов. Для работы рассматриваемых систем необходимо, чтобы приемник пользователя или канал приемника на центральной станции был настроен на работу только по выбранному сигналу, причем качество работы не должно зависеть от наличия и количества сигналов других абонентов на входе этого приемника. Для этого необходимо сформировать наборы так называемых, ортогональных ПСП, "окрашивающих" каждый сигнал так, чтобы на выходе "своего" приемника другие сигналы не наблюдались как помеха. В работе выполнен поиск таких наборов ПСП и предложено два варианта по 8 ПСП в каждом. **Карповой Д. А.** также было выполнено цифровое имитационное моделирование радиосистемы с сигналом ФМ-ШПС. Рассчитаны зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-(помеха+шум) при наличии на входе приемника полезного сигнала, АБГШ и нескольких взаимных помех. Показано, что проигрыш в отношении сигнал-(помеха+шум) составляет не более 1 дБ при числе помех до 4-х, при 5 и более помехах (до 8) этот проигрыш не превышает 2 дБ.

Карпова Д. А. самостоятельно освоила программирование в среде Matlab, овладела навыками цифрового статистического моделирования, построила модели изучаемой радиосистемы, с использованием которых получила достоверные результаты.

За время обучения в магистратуре на кафедре Радиотехнических систем **Карпова Д. А.** сформировалась как грамотный специалист. Ее отличает целеустремленность и высокая трудоспособность.

Диссертация **Карповой Д. А.** представляет собой законченную научно-исследовательскую работу, выполненную на актуальную тему с использованием современных программных средств. Она удовлетворяет всем требованиям к магистерским диссертациям по направлению 210400 «Радиотехника». Считаю, что **Карпова Д. А.** заслуживает присвоения степени магистра техники и технологии по направлению 210400 «Радиотехника».

Научный руководитель
доцент каф. РТС



А. Ю. Сизякова

Рецензия

на магистерскую диссертацию студентки Карповой Д.А. на тему
**«Изучение вопросов построения и анализ помехоустойчивости
систем радиосвязи при использовании кодового уплотнения
сигналов»**,

представленную на соискание степени магистра техники и технологии
по направлению 210400 «Радиотехника»
(программа «Радиотехнические системы связи и навигации»)

Магистерская диссертация Карповой Д.А. посвящена вопросам применения широкополосных сигналов в системах передачи информации (СПИ) с кодовым разделением каналов. В связи с перспективностью таких методов повышения пропускной способности СПИ тема работы актуальна.

Диссертация состоит из введения, четырёх глав, заключения и приложений, содержащих листинги программ и таблицы с результатами. Объём основной части работы (без приложений) 80 стр., что соответствует требованиям к магистерским диссертациям. Список литературы содержит 9 источников.

Во **введении** сформулированы задачи исследования и кратко охарактеризовано содержание разделов диссертации.

Глава 1 имеет обзорный характер. В ней дана общая характеристика сигналов с расширенным спектром, отмечены их преимущества и рассмотрены способы расширения спектра. Основное внимание уделено возможности использования шумоподобных сигналов (ШПС) для реализации кодового разделения абонентов. При этом рассмотрены синхронный и асинхронный варианты такого разделения и выбран для дальнейшего исследования прямой метод расширения спектра. Завершается глава подробным описанием функциональной схемы СПИ с бинарным фазоманипулированным сигналом, а также упрощённой функциональной схемы, которая в работе и исследуется.

Во **2-й главе** диссертации рассмотрены схемы формирования двух типов псевдослучайных последовательностей (ПСП), применяемых для расширения спектра сигнала, – М-последовательностей и последовательностей Голда, – и на модели определены их основные характеристики. На основе этих результатов автором обоснованно сформированы два ансамбля по 8 последовательностей в каждом, имеющих наилучшие корреляционные свойства. При этом, однако, явно не указано, какие наборы коэффициентов характеристического уравнения используются при формировании М-последовательностей, образующих те последовательности Голда, которые включены в ансамбль. В заключение главы исследовано влияние на корреляционные функции добавление в ПСП дополнительного бита чётности и показано, что при этом максимальный уровень боковых лепестков периодических АКФ и ВКФ возрастает, а аperiodических – не изменяется.

3-я глава посвящена описанию моделей СПИ с ШПС и полученных результатов. Модели описаны достаточно подробно, однако непонятно, почему в демодуляторе ШПС одна квадратурная составляющая сигнала используется для демодуляции, а вторая – для обеспечения тактовой синхронизации. Кроме того, при описании результатов моделирования не указана длина информационной последовательности, определяющая длительность сигнала, для которого рассчитываются спектры, и не сказано, как получены спектры (в частности, использовалось ли сглаживание). Судя по приведённым результатам, характеристики спектров сигналов, полученные на модели, совпадают с теоретическими значениями, что подтверждает адекватность разработанных моделей сигналов.

В 4-й главе проведены расчёт и оценка на модели зависимости вероятности ошибки в СПИ с ШПС от отношения сигнал-шум. При этом расчёт вероятности ошибки при приёме на фоне белого шума занимает 2 страницы (стр. 64-65), тогда как достаточно было сказать, что при оптимальном приёме (а рассматривается именно такой вариант обработки сигнала) отношение сигнал-шум на входе порогового устройства не зависит от вида сигнала (и, следовательно, не зависит от дополнительной модуляции ПСП), и воспользоваться известной формулой. При расчёте нет необходимости использовать аппроксимацию функции ошибок, т.к. её можно вычислить с помощью MATLAB. Достаточно хорошее совпадение полученных на модели оценок вероятности ошибки с рассчитанными значениями подтверждает адекватность разработанной модели СПИ при наличии шума. Основным интерес представляют полученные в этой главе зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал-шум в случае действия также взаимных помех, количество которых варьируется от 1 до 7. Здесь получена ожидаемая закономерность – чем больше взаимных помех, тем больше вероятность ошибки и, следовательно, для достижения заданной вероятности ошибки требуется большее отношение сигнал-шум. Полученные результаты позволяют оценить энергетические потери, обусловленные действием взаимных помех. Было бы хорошо, если бы автор привела эти оценки в работе.

В заключении дан краткий обзор решаемых в работе задач и полученных результатов. При этом, однако, сказано, что изучено также влияние узкополосных помех, хотя в работе приведены только общие соотношения для этого случая, без результатов моделирования.

В целом, несмотря на отмеченные недостатки, работа Карповой Д.А. производит хорошее впечатление. Она аккуратно оформлена, содержит большое число иллюстраций, написана технически грамотным языком. По каждой главе сделаны конкретные выводы, используемые термины поясняются.

Считаю, что диссертация Карповой Д.А. представляет собой законченную научно-исследовательскую работу, выполненную на актуальную тему с использованием современных средств моделирования. Она соответствует требованиям, предъявляемым к магистерским диссертациям, и при условии успешной защиты может быть оценена на «отлично». Её автор магистрант Карпова Д.А. заслуживает присуждения степени магистра техники и технологии по направлению 210400 «Радиотехника».

Рецензент
доцент кафедры РПУ к.т.н.



Лишак М.Ю.

Вопросы рецензента Карповой Д.А.

1. Какая взаимно-корреляционная функция ПСП характеризует помехоустойчивость системы по отношению к взаимным помехам: периодическая или аperiodическая?
2. Для каких взаимных помех получены оценки вероятности ошибки – синхронных или асинхронных?

Рецензент



Липак М.Ю.