

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
образования

«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»
(ТУСУР)

На правах рукописи



Дмитриев Эдгар Михайлович

**ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ
ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО СЕТЯМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ**

Специальность 2.2.13 – Радиотехника,
в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
Рогожников Евгений Васильевич
кандидат технических наук,
доцент кафедры ТОР

Томск – 2024

Оглавление

Введение.....	4
1 Обзор основных принципов реализации физического уровня в системах передачи информации по сетям электропитания	14
1.1 Обзор существующих стандартов PLC систем связи.....	15
Выводы по разделу.....	22
2 Особенности PLC канала.....	24
2.1 Описание характеристик PLC-канала.....	26
2.2 Помеховая обстановка в PLC-канале.....	28
2.3 Передаточная характеристика PLC-канала	34
Выводы по разделу.....	36
3 Адаптивная модуляция и технология расширения спектра в PLC системах	40
3.1 Технология расширения спектра в PLC системах.....	40
3.2 Обзор существующих методов адаптивной модуляции	43
3.3 Оценка канала в СПИ	45
3.4 Описание предлагаемого метода адаптивной модуляции.....	47
3.5 Моделирование технологии расширения спектра с разными длинами кодирующей последовательности.....	52
3.6 Моделирование методов адаптивной модуляции.....	56
3.7 Экспериментальное исследование макета PLC системы по скорости и дальности передачи в сравнении с имеющимися рыночными аналогами	62
Выводы по разделу.....	71
4 Полнодуплексная PLC система	73
4.1 Описание методов аналоговой компенсации в PLC системах.....	75
4.2 Описание цифровой компенсации в PLC системах	79
4.3 Предлагаемый метод цифро-аналоговой компенсации	81
4.4 Предыскажения сигнала компенсации в полнодуплексной PLC системе	85
4.5 Алгоритм обработки и формирования сигнала для полнодуплексной PLC системы	88

4.6	Разработка математической модели алгоритмов формирования и обработки сигналов полнодуплексной PLC системы	92
4.7	Разработка макета полнодуплексной PLC системы	107
4.8	Экспериментальное исследование предложенного подхода реализации полнодуплексной PLC системы.....	111
4.9.1	Методика проведения эксперимента	112
4.9.2	Экспериментальное исследование уровня компенсации предложенного метода цифро-аналоговой компенсации.....	113
	Выводы по разделу.....	117
5	Обнаружение сигналов в PLC системах	119
5.1	Классический корреляционный приемник.....	121
5.2	Знаковый корреляционный приемник	122
5.3	Предложенный алгоритм реализации многоканального корреляционного приемника с автокорреляционным предсказанием.....	123
5.4	Моделирование алгоритмов обнаружения сигналов и сравнение их характеристик.....	126
	Выводы по разделу.....	134
	Заключение	136
	Список сокращений	138
	Список использованных источников	141
	ПРИЛОЖЕНИЕ А	153
	ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	154
	ПРИЛОЖЕНИЕ В	155
	ПРИЛОЖЕНИЕ Г.....	156
	ПРИЛОЖЕНИЕ Д	157
	ПРИЛОЖЕНИЕ Е.....	158

Введение

Актуальность работы

На сегодняшний день радиочастота является дорогостоящим ресурсом, который требует больших финансовых затрат для использования в коммерческих целях. Выделение частотного ресурса государственными службами тщательно регламентируется, а за соблюдением правил использования установлен строгий контроль [1]. В современную эпоху цифровизации обычная жизнь человека всё больше и больше наполняется различными устройствами, требующими подключения к сети Интернет для их функционирования. Производители бытовых устройств вынуждены использовать малочисленные диапазоны свободных частот [1] для того, чтобы обеспечить их низкую стоимость и доступность для обычного пользователя. В связи с этим зачастую в мегаполисах многие свободные диапазоны частот оказываются перегруженными. К примеру, обилие точек доступа Wi-Fi, работающих в одном нелицензируемом диапазоне частот, значительно снижает скорость обмена данными, что ведёт к потере качества связи и, как следствие, к неудобству использования данных устройств. Однако решением данной проблемы может стать использование технологии передачи данных по цепям питания (Power Line Communication, PLC), которая уже сейчас находит своё применение для организации сети в домашних условиях [2]. Главными её достоинствами являются легкая масштабируемость сети и отсутствие необходимости в прокладке дополнительных кабельных соединений в помещении, что делает данную технологию удобным в использовании. Также применение PLC технологии в аэро- и космической промышленности открывает перспективы для значительного улучшения эффективности систем связи и передачи данных. Использование проводных линий питания для обмена информацией между модулями космического аппарата позволит сократить вес оборудования, что особенно критично в условиях космических полетов, где каждый килограмм имеет значение. Снижение массы оборудования, достигаемое благодаря использованию PLC, открывает новые возможности для увеличения полезной нагрузки. Большая полезная нагрузка может включать дополнительные научные инструменты,

средства связи, оборудование для выполнения различных экспериментов. Это способствует расширению функциональности космических аппаратов и повышению их научной и технической ценности. Кроме того, применение PLC технологии в аэро- и космической промышленности может снизить сложность системы проводной коммуникации и снизить стоимость её установки и обслуживания.

Благодаря стремительному развитию информационных технологий и растущему спросу в предоставлении услуг связи в последние десятилетия телекоммуникационный сектор является одним из наиболее быстро развивающихся рынков. В следствии чего с каждым годом возрастают требования к скорости и надежности систем передачи информации (СПИ), что способствует исследованию в данной области и поиску новых методов и технологий, которые позволят увеличить качественные и количественные характеристики современных систем связи. PLC изначально позиционировалось как средство сенсорной связи на дальние расстояния, в которых не требовалось больших скоростей передачи данных. Для выполнения этой задачи характеристики уже имеющихся на рынке устройств вполне удовлетворительны [3]. Однако в нынешнюю эпоху глобальной цифровизации сложившиеся условия как со стороны загруженности радиоэфира, так и со стороны растущих требований к обеспечиваемым характеристикам систем связи во многих случаях вынуждают использовать альтернативные решения обеспечения Интернет-соединения. Такие условия актуализируют направление по улучшению устройств, позволяющих осуществлять передачу данных по сетям электропитания. В рамках данной диссертационной работы проведено исследование перспективных телекоммуникационных технологий, которые могут увеличить эффективность систем передачи информации по сетям электропитания.

Перспективной технологией, позволяющей существенно повысить спектральную эффективность и пропускную способность [4] является технология полного дуплекса (Full-duplex), которую активно исследуют для внедрения в беспроводных системах связи шестого поколения (6G) компании "Huawei" [5], "LG Electronics" [6], "Intel" [7], но в системах передачи информации по сетям

электропитания данная технология пока не нашла своего применения [8]. Полный дуплекс позволяет осуществлять передачу и прием информации одновременно в одной полосе частот, в то время как традиционные подходы используют либо временное, либо частотное разделение передаваемой и принимаемой информации. Эта технология в особенности актуальна для передачи данных по сетям электропитания, так как PLC-приёмник и передатчик ограничены в выборе полосы частот в связи с сильным затуханием в канале передачи с ростом частоты сигнала и увеличением дальности связи [9]. Применение данной технологии в системах PLC позволит повысить скорость передачи информации без необходимости увеличения рабочей полосы сигнала.

Известно, что PLC канал является неблагоприятной средой для организации связи [9]. Наличие аддитивных и мультипликативных помех в канале требует постоянного мониторинга за его состоянием. В данном случае интерес представляют технология адаптивной модуляции и технология расширения спектра, которые совместно позволят использовать для передачи данных участки спектра со значительно низким уровнем отношения сигнал-шум (ОСШ), что позволит увеличить спектральную эффективность системы.

Степень разработанности темы исследования

Исследованиям технологии передачи данных по сетям электропитания посвящены работы таких отечественных и зарубежных учёных, как Галлямов А.К., Охрименко В., Сафин Р.Р., Duche D., Gogate V. Anatory, J., Kissaka M.M., Mvungi, N.H., M. Koutny, P. Mlynek, O. Krajsa. M. Wang.

Однако существующие методы и алгоритмы формирования и обработки сигналов в области PLC систем могут быть улучшены за счёт новых технологий, исследуемых в системах беспроводной связи и актуальных для PLC систем. Примерами таких технологий может служить методы адаптивной модуляции, технология полнодуплексной передачи данных, MIMO (англ. multiple input, multiple output) и другие.

Объект и предмет исследования

Объектом исследования являются системы передачи информации по сетям электропитания. Предметом исследования являются методы и алгоритмы формирования и обработки сигналов PLC систем.

Цель и задачи диссертационной работы

Целью диссертационной работы является исследование и разработка методов и алгоритмов формирования и обработки сигналов, позволяющих улучшить характеристики PLC систем, в частности, повысить спектральную эффективность и снизить вычислительную сложность их реализации.

В рамках данной диссертационной работы решаются следующие задачи:

1. Исследование методов адаптивной модуляции в системах передачи информации.
2. Разработка метода адаптивной модуляции, позволяющего повысить спектральную эффективность PLC систем.
3. Имитационное моделирование известных и разработанного метода адаптивной модуляции с учётом особенностей среды распространения сигнала.
4. Исследование методов, применяемых для организации полнодуплексной передачи данных без временного и частотного разделения.
5. Разработка математической модели алгоритмов формирования и обработки сигналов PLC системы.
6. Исследование влияния интерференции сигнала собственного передатчика на вероятность битовой ошибки при демодуляции полезного сигнала.
7. Разработка макета полнодуплексной PLC системы.
8. Экспериментальное исследование предлагаемого метода организации полнодуплексной связи на макете полнодуплексной PLC системы.
9. Исследование алгоритмов обнаружения широкополосного сигнала в канале линий электропередач в условиях сложной помеховой обстановки и при низких отношениях сигнал/шум, с учётом их ресурсозатратности при реализации на вычислительных устройствах.

Научная новизна

Новизна диссертационной работы заключается в следующем:

1. Предложен новый метода адаптивной модуляции для PLC систем с ортогональным частотным разделением, отличающийся этапами оценки канала передачи и назначения типа модуляции, а также учётом наличия переменной составляющей в канале распространения сигнала.

2. Предложен новый метод цифро-аналоговой компенсации сигнала собственного передатчика в полнодуплексных PLC системах, отличающийся наличием операций оценки передаточной характеристики приёмо-передающего тракта и предсказания компенсационного сигнала.

3. Предложен новый алгоритм кадровой синхронизации с помощью корреляционного обнаружителя и его реализация на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), отличающийся этапом предопределения положения преамбулы за счёт знакового автокоррелятора и его последующим уточнением посредством многоканального корреляционного обнаружителя, работающего в отложенном времени, который позволил обеспечить сопоставимую точность с классическим корреляционным обнаружителем при меньших затратах вычислительных ресурсов.

Методы исследования

Применялись такие методы исследования, как: теория вероятностей, математическая статистика, численные методы расчётов, математическое моделирование, эксперимент. Также применены методы цифровой обработки сигналов и имитационного моделирования.

Достоверность результатов

Достоверность результатов базируется на доказанных теоретических и практических положениях прикладных, фундаментальных наук, обеспечена согласованностью полученных теоретических и практических результатов с известными фундаментальными постулатами и экспериментальными данными авторитетных ученых в изучаемой отрасли знаний, а также подтверждается

обсуждением итогов экспериментов на тематических научных конференциях и внедрением результатов в практике.

Теоретическая значимость

1. Изучены особенности влияния канала распространения сигнала, представляющего собой разветвлённую электрическую сеть с высокой плотностью подключенных электроустройств, на эффективность методов адаптивной модуляции.

2. Сформулирована методика проведения оценки канала для систем передачи данных по сетям электропитания.

3. Сформулирована методика выбора и назначения типа модуляции для адаптивных систем с ортогональным частотным мультиплексированием.

4. Приведено качественное и количественное сравнение характеристик существующего метода адаптивной модуляции и предложенного.

5. Рассмотрена технология полнодуплексной передачи в контексте её использования в PLC системах.

6. Показана значимость проведения процедуры предсказания сигнала компенсации в полнодуплексной PLC системе.

7. Проведена модернизация подхода к реализации корреляционного обнаружителя с целью сохранения его характеристик при уменьшении вычислительных затрат и ресурсов при реализации на программируемых логических интегральных схемах.

Практическая значимость:

1. Разработан макет передачи данных по сетям электропитания с целью экспериментальных исследований предложенных методов и алгоритмов.

2. Внедрён предложенный метод адаптивной модуляции в устройство передачи данных по сетям электропитания совместно с НПК «Техника дела», г. Томск (Акт внедрения).

3. Представлены рекомендации по выполнению оценки канала в PLC системах с учётом особенностей распространения информационного сигнала по сетям электропитания.

4. Разработано программное обеспечение, реализующее предложенный алгоритм корреляционного обнаружения для программируемых логических интегральных схем, позволяющий снизить вычислительные ресурсы.

Разработанные методы и алгоритмы могут быть применимы и внедрены в продукцию предприятий отрасли.

Положения, выносимые на защиту:

1. Предложенный метод адаптивной модуляции за счёт поэтапных оценок канала передачи по пилотному сигналу с учетом значения фазы переменной составляющей электросети с последующим накоплением и усреднением, а также за счёт выбора в качестве основной метрики оценки вектора ошибок (EVM) и расчёта массива индексов модуляции на базе рекурсивного алгоритма обеспечивает спектральную эффективность в среднем до 1,2 раз большую по сравнению с известными способами при сопоставимом уровне вероятности битовой ошибки.

2. Предложенный метод цифро-аналоговой компенсации сигнала собственного передатчика в приёмном тракте в полнодуплексной системе передачи данных без временного и частотного разделения передаваемой и принимаемой информации за счёт этапа предварительного цифрового предсказания сигнала компенсации обеспечивает уровень подавления от 42 до 55 дБ, что повышает спектральную эффективность систем передачи информации по сетям электропитания в 1,14–1,57 раза.

3. Предложенный алгоритм корреляционного обнаружения сигнала за счёт двухэтапного подхода реализации, включающего предварительное знаковое автокорреляционное обнаружение и последующий многоканальный расчёт взаимной корреляции в отложенном времени, в сравнении с существующими подходами реализации позволяет сократить вычислительную сложность более чем на два порядка при уменьшении вероятности правильного обнаружения сигнала не более 3% в диапазоне ОСШ от -5 до 5 дБ и сохранении вероятности ложной тревоги при условии длительности кадра, превышающей совокупную длительность сигналов синхронизации в кадре не менее чем в 58 раз.

Личный вклад автора

Личный вклад автора состоит в разработке предложенных методов и алгоритмов, реализации математических моделей, планировании и проведении экспериментальных исследований, анализе полученных результатов, подготовке и публикации докладов и статей. Научный руководитель оказывал консультативное содействие и осуществлял верификацию полученных результатов в ходе выполнения поставленных перед автором задач. Все результаты получены автором лично или совместно с соавторами при его непосредственном участии.

Использование результатов исследования

1. Разработанное техническое решение в области цифровой обработки сигналов, а именно метод адаптивной модуляции для систем связи, использующих сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием, было использовано при реализации устройства передачи данных по сетям электропитания на предприятии ООО НПК «Техника дела» (Акт внедрения).

2. Результаты диссертационной работы использованы на кафедре ТОР в учебном процессе с 2023/2024 учебного года для студентов направлений подготовки: 11.03.01 «Радиотехника», бакалавриат, профиль «Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов»; 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», бакалавриат, профиль «Системы радиосвязи и «Интернета вещей»; 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», бакалавриат, профиль «Защищённые системы и сети связи» при проведении лекционных и практических занятий по дисциплине «Цифровая обработка сигналов».

Апробация результатов

Основные положения данной работы докладывались и обсуждались в следующих конференциях:

1. 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM).

2. Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT), г. Томск 2018.

3. Информационные системы и технологии: перспективы развития, г. Новосибирск, 2017.

4. 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), г. Томск, 2019.

5. 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), г. Томск, 2020.

6. International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), г. Томск, 2019.

7. Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции, г. Томск, 2018.

8. Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции, г. Томск, 2019.

Публикации

По результатам исследований опубликовано 17 работ: 2 статьи в журналах из перечня ВАК, 1 статья в журнале индексируемом в базах Scopus, WoS (Q2), 10 докладов в трудах международных конференций, 7 из которых проиндексированы в наукометрических базах Scopus и Web of Science, 4 РИД, из которых один патент на изобретение, два на полезную модель и одно свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Краткое содержание работы

В разделе 1 проведён обзор основных принципов реализации физического уровня в системах передачи данных по сетям электропитания. В разделе 2 приведены результаты исследования канала передачи данных и отмечены его особенности. В разделе 3 рассмотрена адаптивная модуляция в системах передачи данных по сетям электропитания, приведено описание предлагаемого метода и представлены результаты моделирования. В разделе 4 идёт речь о методах реализации технологии полного дуплекса в беспроводных системах связи и на их основе предлагается метод полнодуплексной связи для СПИ по сетям электропитания, представлены результаты моделирования, определяющие требуемый уровень компенсации, приведено описание макета и эксперимент по

исследованию уровня компенсации сигнала собственного передатчика. В разделе 5 рассматриваются алгоритмы обнаружения сигнала и предлагается алгоритм реализации на программируемых логических схемах.

1 Обзор основных принципов реализации физического уровня в системах передачи информации по сетям электропитания

Технология передачи данных по сетям электропитания (PLC) – обширное направление в области телекоммуникаций, объединяющее в себе класс устройств, использующих линии питания для передачи информации. Под линиями питания в данном случае подразумевается не только электросети населенных пунктов, включающих линии электропередач в жилых, офисных и производственных помещениях, но и питающие дорожки какого-либо устройства, питание космического аппарата или судна и т.д. Наибольшее применения на данный момент PLC технология получила в области организации связи через электросети, которые подразделяют на три класса:

- 1) высоковольтные (напряжение питания от 100 кВ и выше);
- 2) среднего напряжения (напряжение питания от 4 до 50 кВ);
- 3) низковольтные (напряжение питания не более 400 В).

Структура электросетей и области применения PLC-технологии приведена на рисунке 1.1 [10].

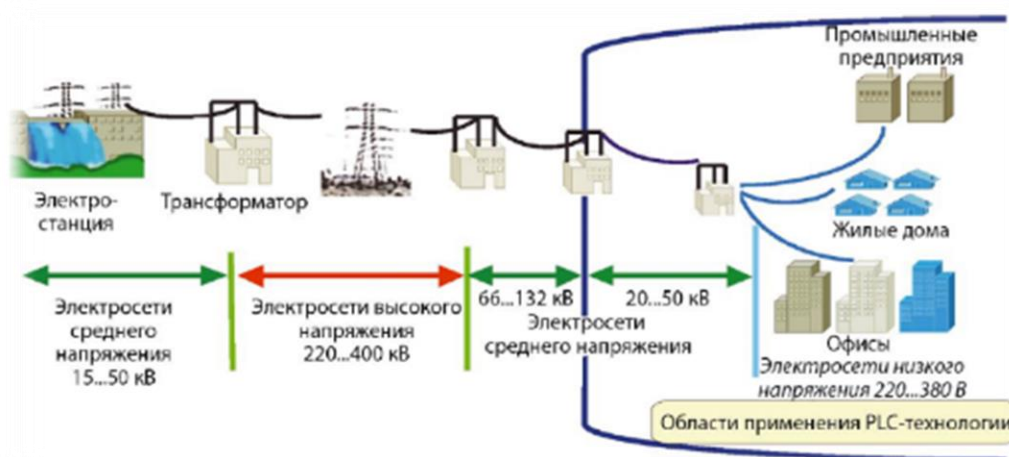


Рисунок 1.1 – Структура электросетей и области применения PLC-технологии

Из рисунка 1.1 видно, что PLC технология применяется в области электросетей низкого напряжения, где она используется для сбора информации от счётчиков электроэнергии на подстанции, обеспечения высокоскоростного Интернет-соединения внутри зданий, сенсорной сети при реализации «умного-дома» или «умного-производства».

Технологии передачи информации по электросетям разделяют на узкополосные (Narrowband over Power Lines, NB-PLC) и широкополосные (Broadband over Power Lines, BB-PLC).

NB-PLC системы ориентированы на системы низкоскоростного доступа, на использование в средствах домашней автоматике, в управлении простейшими бытовыми приборами и т.д. Скорость передачи данных в узкополосных системах составляет от 0,1 до 100 Кбит/с [11].

BB-PLC системы ориентированы на организацию высокоскоростного доступа к Интернету для создание компьютерных сетей, требующих высокоскоростного обмена данными для передачи потокового видео, видеоконференцсвязи, цифровой телефонии и т.д. Скорость передачи данных в широкополосных системах составляет от 1 до 500 Мбит/с [12].

Для того чтобы разобраться с нынешним состоянием в области передачи информации по сетям электропитания необходимо выполнить обзор существующих на данный момент PLC стандартов связи, в рамках которого необходимо обратить внимание на организацию физического уровня, применяемые технологии и основные характеристики: полосы сигнала, несущие частоты, максимальную скорость передачи и т.д.

1.1 Обзор существующих стандартов PLC систем связи

На сегодняшний день существует множество уже готовых устройств, позволяющих осуществлять передачу информации через линии электропередач. Соответственно, разработано множество стандартов связи, на которых основываются данные устройства [13]. В данном подразделе приведён краткий обзор наиболее распространенных из них.

Стандарт "PRIME"

Стандарт "PRIME" (Powerline Intelligent Metering Evolution) является NB-PLC стандартом передачи данных. В системе данного стандарта применяют технологию мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM). При формировании OFDM-символа используют 97-поднесущих, одна из которых служит в качестве пилот-сигнала. Динамические перестройки модуляций таких,

как дифференциальной восьмеричной фазовой манипуляции (D8PSK), дифференциальной двоичной фазовой манипуляции (DBPSK) и дифференциальной квадратурной фазовой манипуляции (DQPSK) обеспечили наилучшее соотношение между пропускной способностью и эффективностью передачи данных по линиям электропитания. Данный стандарт используется в полосе частот от 42 до 89 кГц. В качестве помехоустойчивого кодирования применяются перемежение и сверточное кодирование. Скорости передачи данных при разных видах модуляции приведены в таблице 1.1 [14].

Таблица 1.1 – Скорости передачи данных при разных видах модуляции

Наименование параметра	Вид модуляции					
	DBPSK		DQPSK		D8PSK	
	вкл.	откл.	вкл.	откл.	вкл.	откл.
Сверточное кодирование						
Число бит на одну поднесущую	0,5	1	1	2	1,5	3
Число бит на OFDM-символ	48	96	96	192	144	288
Скорость передачи данных, Кбит/с	21,4	42,9	42,9	85,7	64,3	128,6

Стандарт PRIME используется в области средств учета электроэнергии.

В более новой версии стандарта "PRIME-1.4" возможно использовать два "устойчивых режима" (R-DBPSK и R-DQPSK), которые добавляют дополнительное избыточное кодирование после сверточного кодера.

В стандарте "PRIME" существует два формата кадра физического уровня. При выключенном устойчивом режиме используется формат типа А, при включенном устойчивом режиме используется формат типа В.

На рисунках 1.2 и 1.3 приведены структуры кадров типа А и В соответственно [14].

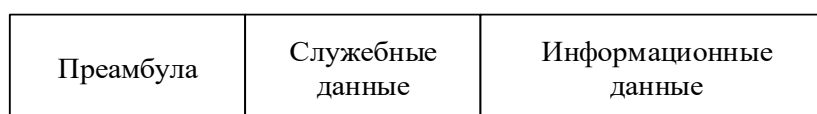


Рисунок 1.2 – Структура кадра типа А

PRIME 1.36	Преамбула и служебные данные	Информационные данные		
PRIME 1.4		Преамбула	Служебные данные	Информационные данные

Рисунок 1.3 – Структура кадра типа В

"PRIME" обеспечивает дальность связи до 2 км в зданиях, однако в реальных условиях дальность связи может значительно варьироваться в зависимости от многих факторов, таких как качество проводки, наличие помех и препятствий на пути распространения сигнала.

Стандарт "G3-PLC"

Стандарт "G3-PLC" является NB-PLC стандартом передачи данных. Данный стандарт используется в электросчетчиках, а также умных сетях электроснабжения. Стандарт "G3-PLC" дает возможность осуществлять связь через трансформаторы, тем самым обеспечивает обслуживание одним концентратором большое количество приборов учета.

В системе данного стандарта применяют OFDM технологию. При формировании OFDM-символа используют всего 36 поднесущих, с интервалом между пилотными поднесущими 1562 Гц. В данном стандарте применяют два типа модуляции: DQPSK и DBPSK. Стандарт "G3-PLC" используется в полосе пропускания частот от 35 до 91 кГц. Скорость передачи данных достигает 33,4 кбит/с. В стандарте "G3-PLC" используются три режима работы:

- 1) "нормальный режим";
- 2) "устойчивый режим";
- 3) "суперустойчивый режим".

В отличие от стандарта "PRIME", в стандарте "G3-PLC" более сложный механизм кодирования с добавлением кодера Рида-Соломона.

Структура кадра стандарта "G3-PLC" соответствует структуре кадра стандарта "PRIME" типа А, приведенной на рисунке 1.2.

У стандарта "G3-PLC" скорость передачи ниже, чем у стандарта "PRIME", но лучше помехоустойчивость [15].

Стандарт связи G3-PLC обеспечивает дальность связи до 500 м в зданиях в зависимости от условий окружающей среды, качества проводки и других факторов.

Стандарт "X-10"

Стандарт связи X-10 был разработан еще в 1975 году и обеспечивает дальность связи до 30 метров в зданиях. Однако данный стандарт все еще используется в некоторых случаях для управления домашними электроприборами, освещением и другими устройствами в небольших помещениях в системах "умного дома". Поскольку при нулевом значении напряжения уменьшается уровень помех и снижается влияние других устройств, подключенных к электросети, в стандарте "X-10" обмен информацией осуществляется с помощью передачи и приема синусоидальных высокочастотных колебаний в окнах, которые формируются после каждого пересечения напряжения в сети с нулем, т.е. в каждом полупериоде [14], что значительно сказывается на скорости передачи данных, но повышает надёжность.

Стандарт "LonWorks"

Стандарт "LonWorks" является узкополосным стандартом передачи данных, использующий в качестве физической среды как электросети, так и при необходимости витую пару, коаксиальные кабели или радиоканал. В стандарте используется двоичная фазовая манипуляция (BPSK) при диапазоне рабочих частот от 120 до 140 кГц. Стандарт "LonWorks" обеспечивает доступ с многократным контролем несущей (Carrier Sense Multiple Access, CSMA). В данной технологии реализован эффективный механизм коррекции ошибок и алгоритм выбора альтернативных несущих частот. Скорость передачи данных достигает 1,25 Мбит/с [16].

Стандарт широко применяется для автоматизации различных процессов, используемых в системах "умного дома".

Стандарт "KNX"

В стандарте "KNX" используется фазовая манипуляция (FSK) с центральной частотой 132,5 кГц. Используемый кодер в данном стандарте называется кодером

без возвращения к нулю (Non Return to Zero, NRZ), скорость передачи данных достигает 2400 бит/с. Применяется стандарт в системах "умного дома" [17].

Стандарт "G.hnem"

Стандарт "G.hnem" является узкополосным стандартом передачи данных. Данный стандарт разрабатывался с особым вниманием к вопросам электромагнитной совместимости с другими устройствами, для обеспечения более высокой пропускной способности и работы в условиях загруженности сети. Сети данного стандарта могут состоять из одного и более логических доменов. Во избежание взаимной интерференции, которая происходит в случае использования доменов одинаковых частотных диапазонов, домены одной сети должны быть координированы.

Стандарт "G.hnem" использует OFDM с квадратурной амплитудной манипуляцией (QAM). При формировании OFDM-символа используются 128 либо 256 поднесущих, с интервалом между пилотными поднесущими 1,562 кГц или 3,125 кГц. Максимально возможное созвездие QAM составляет 4096-QAM, которое позволяет передавать 12 бит на символ модуляции. В данном стандарте используется помехоустойчивое кодирование (Forward Error Correction, FEC), представленное кодом малой плотности проверки на четность (LDPC). Скорость передачи данных достигает от 1 до 56 Мбит/с.

Для соответствия международным требованиям передачи по электросети, стандарт "G.hnem" поддерживает несколько частотных диапазонов. Также стандарт позволяет вырезать определенные полосы частот, во избежание помех с любительскими радиочастотами и другими лицензированными частотами.

Стандарт "G.hnem" гарантирует 100 % функциональную совместимость между сетевыми узлами независимо от проводного типа соединения и производителя [18].

Стандарт "HomePlug AV2"

HomePlug AV2 — это PLC стандарт связи, который используется для передачи данных по сетям электропитания в домашних условиях. Он является одним из самых распространенных и популярных стандартов и используется для

создания сетей передачи данных между различными устройствами в доме, такими как компьютеры, телевизоры, игровые приставки и другое.

Физический уровень стандарта HomePlug AV2 основан на технологии OFDM, которая позволяет передавать данные по электрическим линиям с высокой скоростью и надежностью. Данный стандарт является широкополосным (BB-PLC). При формировании OFDM-символа используются 4096 несущих в полосе 100 МГц, но для связи поддерживаются только несущие от 1,8 до 86,13 МГц. Стандарт "HomePlug AV2" включает в себя технологию MIMO (Multiple Input Multiple Output), поддерживающую конфигурацию до двух передающих (Transmitter, Tx) и двух принимающих (Receiver, Rx) портов, что улучшает пропускную способность и покрытие. При невозможности использования технологии MIMO, стандарт автоматически переключается в режим работы SISO (Single Input Single Output). Служебные данные обрабатываются сверточным турбокодером, в то время как информационные данные проходят через скремблер, сверточный турбокодер и перемежитель. На физическом уровне значение скорости лежит в диапазоне от 100 до 200 Мб/с [19].

Стандарт "IEEE 1901.1"

Стандарты семейства "IEEE 1901.1" предусматривают возможность использования двух разных типов физических уровней. Один уровень основан на OFDM с использованием БПФ (FFT), а другой основан на вейвлет-модуляции OFDM (Wavelet OFDM). Оба уровня включают процедуру канального кодирования, основанную на каскадных способах. Первый уровень базируется на использовании сверточного турбокодирования, второй на использовании LDPC кодов.

На рисунке 1.4 приведена структура OFDM-символа данного стандарта.

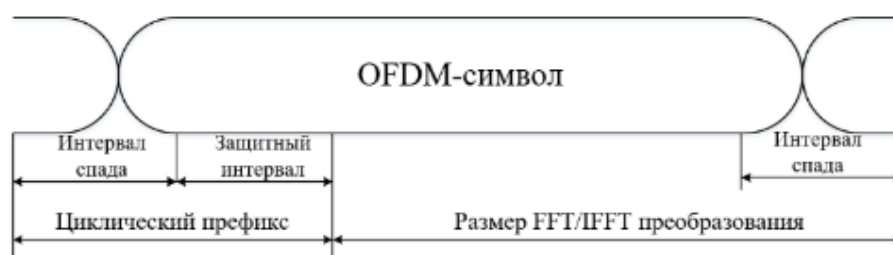


Рисунок 1.4 – Структура OFDM-символа стандарта "IEEE 1901.1"

Для большей наглядности в таблице 1.2 приведены значения основных характеристик описанных стандартов, такие как: диапазон частот, виды модуляций, кодирование и скорости передачи данных [14].

Таблица 1.2 – Основные характеристики стандартов

Стандарт	Диапазон рабочих частот	Модуляция	FEC	Скорость передачи	Дальность связи
NB-PLC стандарты					
"G3-PLC"	35–91 кГц	OFDM (DQPSK, DBPSK)	RS, RC, CC	5,6–45 Кб/с	до 500 м
"PRIME"	42–89 кГц	OFDM (D8PSK, DPSK, DQPSK)	CC	21,4–128,6 Кб/с	до 2 км
"X-10"	120 кГц	On Off Keying	-	24–120 б/с	до 30 м
"LonWorks"	120–140 кГц	BPSK/NRZ	-	3,6–5,4 Кб/с	до 500 м
"KNX"	125–140 кГц	S-FSK/NRZ	-	1200 б/с	до 1 км
BB-PLC стандарты					
"G.hnem"	80–100 МГц	OFDM (1–4096 QAM)	CC, RS	1–56 Мб/с	до 1 км
"HomePlug AV2"	2–86 МГц	OFDM (QPSK)	Turbo CC	100–200 Мб/с	до 300 м
"IEEE 1901.1"	2–12 МГц	OFDM	RS, turbo CC, LDPC	100 Мб/с	до 300 м

Подводя итоги данной подраздела, можно сделать вывод, что на данный момент разработано множество стандартов связи ориентированных на передачу данных по сетям электропитания. Большая часть из них относится именно NB-PLC модемам, которые служат для передачи не больших объемов данных и используются для организации сенсорных сетей, технологий «умного дома» и «умного производства».

Выводы по разделу

В данном разделе был представлен обзор существующих на данный момент стандартов PLC систем. Рассматривались протоколы как узкополосных специализированных NB-PLC систем, например, G3-PLC, PRIME или X-10, так и протоколы широкополосного доступа в Интернет BB-PLC систем: HomePlug AV2, IEEE 1901.1.

Задача, на которые направлены узкополосные PLC стандарты, а именно, передача небольших объёмов информации на расстояния нескольких километров, на сегодняшний день вполне решена и существующие готовые решения широко используются энергокомпаниями, для осуществления учёта и контроля потерь и потребления электроэнергии, а также для аварийной сигнализации и поиска разрывов на линии электропередач.

Широкополосные PLC стандарты на данный момент используются с целью обеспечения доступа в Интернет. BB-PLC устройства являются менее популярным вариантом для этой цели, но в условиях современной загруженности беспроводной Wi-Fi сети становится всё более актуальным и рентабельным решением. Однако отсутствие острой необходимости в PLC привело к запаздыванию разработки новых и адаптации уже существующих технологий к применению в области передачи информации по сетям электропитания. Поэтому исследование и разработка новых методов формирования и обработки сигналов, а также адаптация уже существующих под использование в условиях проводных линий электросети, с целью обеспечения улучшения качественных и количественных характеристик PLC систем является актуальной задачей на сегодняшний день.

Согласно приведённому обзору в современных ВВ-PLC стандартах наиболее популярной технологией для передачи данных является OFDM. Данная технология хорошо зарекомендовала себя за счёт устойчивости к межсимвольной интерференции и многолучевому распространению сигнала, а, в следствие отсутствия Доплеровского смещения частоты в проводном канале, требования к частотной синхронизации для неё значительно уменьшаются. Поэтому данная технология была взята за основу в исследованиях диссертационной работы.

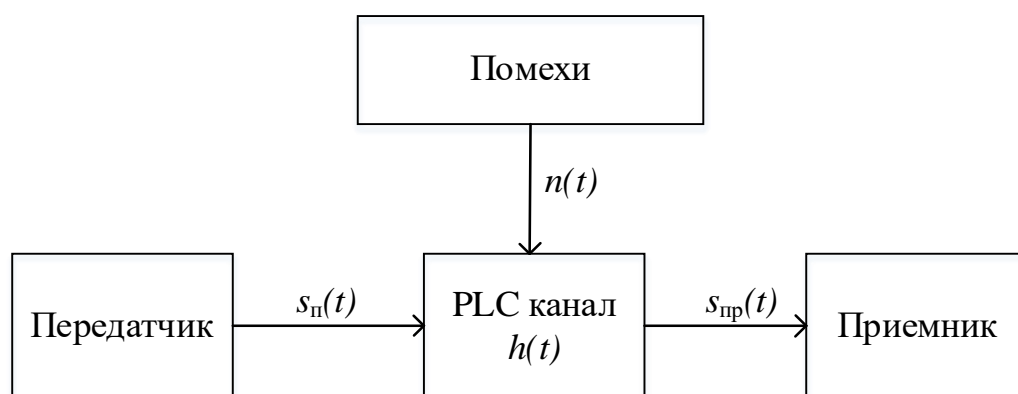
Следует отметить, что авторами стандартов, описанных в обзоре, а также разработчиками PLC устройств, количественные характеристики по скорости передачи данных и дальности связи имеют завышенные или максимальные значения, которые в реальных условиях передачи информации по сетям электропитания наблюдаться не будут. В большинстве случаев за скорость передачи данных выдают её пропускную способность, то есть скорость, которую она может обеспечить при максимальных полосе сигнала, индексе модуляции и кодовой скорости, то есть самый скоростной режим. Поэтому с целью определения реальных возможностей было проведено исследование канала передачи данных по сетям электропитания.

Результаты литературного обзора представлены в материалах докладов международных научно-практических конференций «Электронные средства и системы управления» [14, 19].

2 Особенности PLC канала

В данной диссертационной работе уже было отмечено, что PLC технология широко используется для передачи сигнала по различным питающим цепям, включая электропроводку на морских и воздушных судах, питающие контуры на печатных платах и кабелях устройств, а также городские или домашние электросети [20, 21]. Однако в данной работе будет рассмотрен канал, в котором в качестве среды распространения сигнала выступает электропроводка внутри производственных и офисных зданий, отличающаяся большим количеством подключаемой аппаратуры и устройств к сети.

На рисунке 2.1 приведена обобщенная модель PLC канала передачи.



$s_n(t)$ – передаваемый сигнал по PLC-каналу;

$n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум;

$s_{пр}(t)$ – принятый сигнал на приемной стороне

Рисунок 2.1 – Обобщенная модель PLC канала

PLC-канал, как и беспроводной канал, характеризуется уровнем шумов и помех на приемной стороне, а также передаточной характеристикой. Отношение сигнал/шум (ОСШ, SNR) – это характеристика, показывающая отношение мощности принятого полезного сигнала к мощности шума, т.е. на сколько сигнал был подвержен воздействию шума (чем выше уровень шума, тем сильнее искажен полезный сигнал). ОСШ вычисляется по формуле:

$$ОСШ = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{сиг}}{P_{ш}} \right), \quad (2.1)$$

где $P_{сиг}$ – мощность принятого полезного сигнала, прошедшего через канал;

$P_{ш}$ – мощность шума.

На PLC-канал воздействуют как аддитивные, так и мультипликативные помехи, в следствии чего характеристики передаваемого сигнала изменяются от передатчика к приемнику.

Оценку канала связи получают с помощью пилотных сигналов, при этом канал связи может быть описан с помощью импульсной характеристики (ИХ) во временной области и передаточной функции (ПФ) в частотной области [22].

Импульсная характеристика канала передачи – это функция, являющаяся откликом канала связи на входной сигнал, представленный в виде дельта-функции [23, 24].

Математически импульсную характеристику $h(t)$ можно записать в виде:

$$h(\tau, t) = \int_{-\infty}^{\infty} k(t) \delta(t - \tau(t)) dt, \quad (2.2)$$

где $k(t)$ – амплитуда отклика сигнала;

$\delta(t)$ – дельта функция,

$\tau(t)$ – задержка в канале передачи.

Сигнал после прохождения канала передачи может быть представлен в виде свертки переданного сигнала и импульсной характеристики канала:

$$s_k(t) = s_{п}(t) * h(t) = \int_0^t s_{п}(t) \cdot h(t - \tau) dt, \quad (2.3)$$

где $s_k(t)$ – сигнал после прохождения канала передачи;

$s_{п}$ – переданный сигнал.

Из-за наличия шума на приемнике получаем сигнал в виде:

$$s_{пр}(t) = s_k(t) + n(t). \quad (2.4)$$

Передаточная функция $H(f)$ описывает канал связи в частотной области. С помощью преобразования Фурье от импульсной характеристики переходят к передаточной функции по формуле:

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j2\pi ft} dt. \quad (2.5)$$

Спектр принятого сигнала вычисляется по формуле:

$$S_{\text{пр}}(f) = S_{\text{п}}(f) \cdot H(f). \quad (2.6)$$

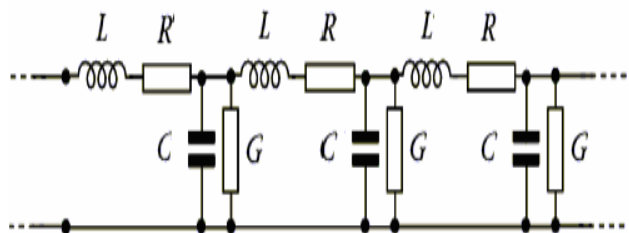
Передаточная функция канала связи может быть рассчитана по формуле:

$$\hat{H}(f) = \frac{S_{\text{вх}}(f)}{S_{\text{пер}}(f)}. \quad (2.7)$$

2.1 Описание характеристик PLC-канала

PLC-канал использует двухпроводную линию, которая обычно применяется в системах электропитания, как физическую среду передачи. Однако, следует учитывать, что эта среда не является благоприятной для передачи сигналов.

Силовая линия представляет собой линию с распределенными параметрами [25]. Эквивалентная схема силовой линии приведена на рисунке 2.2.



L – погонная индуктивность;

R – погонное сопротивление;

G – погонная проводимость;

C – погонная емкость

Рисунок 2.2 – Силовая линия с распределенными параметрами

Основопологающим параметром линии передачи является ее волновое сопротивление Z , которое рассчитывается по формуле (2.8).

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.8)$$

Для двухпроводной линии волновое сопротивление через линейные размеры проводников рассчитывается по формуле 2.9.

$$Z = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \frac{2 \cdot D}{d}, \quad (2.9)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость диэлектрика в котором находятся проводники;

D – расстояние между проводниками;

d – диаметр проводников.

Для распространенного силового кабеля типа АВВГ-2-2.5 волновое сопротивление, рассчитанное по формуле (2.9) составляет

$$Z = \frac{120}{\sqrt{6}} \ln \frac{2 \cdot 5}{1} = 113 \text{ Ом.}$$

Помимо всего прочего имеется зависимость волнового сопротивления от частоты.

На рисунке 2.3 приведен экспериментальный график зависимости волнового сопротивления различных двухпроводных силовых линий от частоты, полученный исследователями Массачусетского технологического института [26].

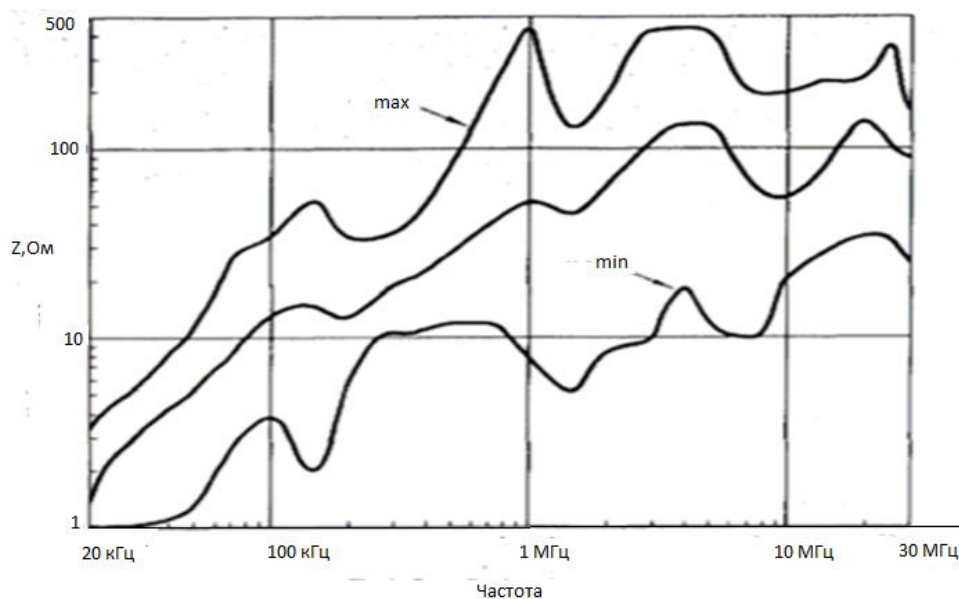


Рисунок 2.3 – Зона возможных положений зависимости волнового сопротивления двухпроводной силовой линии от частоты.

Таким образом для обеспечения наибольшей выходной мощности, необходимо решить вопрос согласования с сетью.

Сложность согласования заключается в том, что входное сопротивление сети отличается в каждой розетке, что в свою очередь влияет на эффективность

передачи данных. Дополнительно усложняет задачу частотная зависимость сопротивления сети. Это значит, что выходной каскад PLC-передатчика должен быть подстроен под конкретные параметры сети в каждой точке установки.

Для решения этой проблемы можно использовать специальные компоненты, такие как трансформаторы и фильтры, которые позволяют подстроить выходной каскад PLC-передатчика под существующие условия сети. Таким образом, обеспечивается максимальная эффективность передачи данных и минимальное искажение сигнала.

Важно учитывать, что решение задачи согласования необходимо проводить индивидуально для каждой точки установки, чтобы достичь наилучшего результата. Поэтому, при проектировании и установке PLC-систем, необходимо учитывать эту особенность и проводить соответствующую подстройку.

2.2 Помеховая обстановка в PLC-канале

В PLC-канале возникают помехи как аддитивного, так и мультипликативного характера, которые приводят к значительным искажениям передаваемого сигнала. Большинство электрических приборов, подключенных к электросети, генерируют эти помехи. В процессе передачи сигнала происходит потеря мощности, которая зависит как от расстояния между приёмным и передающим устройством, так и от качества исполнения электропроводки в здании [27].

На рисунке 2.4 приведена осциллограмма сигнала помехи из силовой сети относительно фазного напряжения.

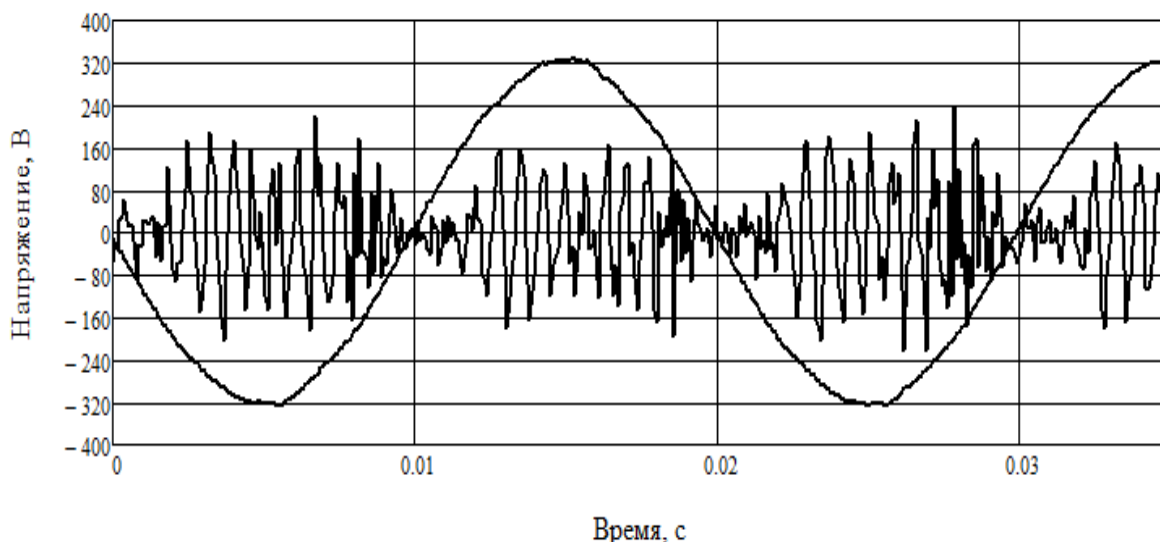


Рисунок 2.4 – Осциллограмма сигнала помехи из силовой сети относительно фазного напряжения

Исходя из того, что в электросети присутствует синусоидальное напряжение сети, уровень помех будет зависеть от мгновенного значения напряжения. Причем при значениях фазного напряжения близком к нулю уровень помех будет наименьшим.

Для сети с напряжением 120 Вольт и частотой 60 герц, длительность нулевой фазы составляет 8,3 миллисекунды. Это означает, что за один период синусоидального сигнала (продолжительность которого составляет 1/60 секунды) нулевая фаза составляет примерно 0,139 (8,3/60) процента от общей длительности.

Для сети с напряжением 220–240 Вольт и частотой 50 герц, длительность нулевой фазы составляет 10 миллисекунд, что соответствует примерно 0,2 (10/50) процентам от общей длительности периода колебания сетевого напряжения.

Однако, стоит отметить, что эти значения являются приблизительными, так как фактическая длительность нулевой фазы может незначительно отличаться в зависимости от конкретных условий и характеристик электросети.

На рисунке 2.5 приведен амплитудный спектр сигнала в силовой сети (полоса частот от 0 до 2,5 МГц).

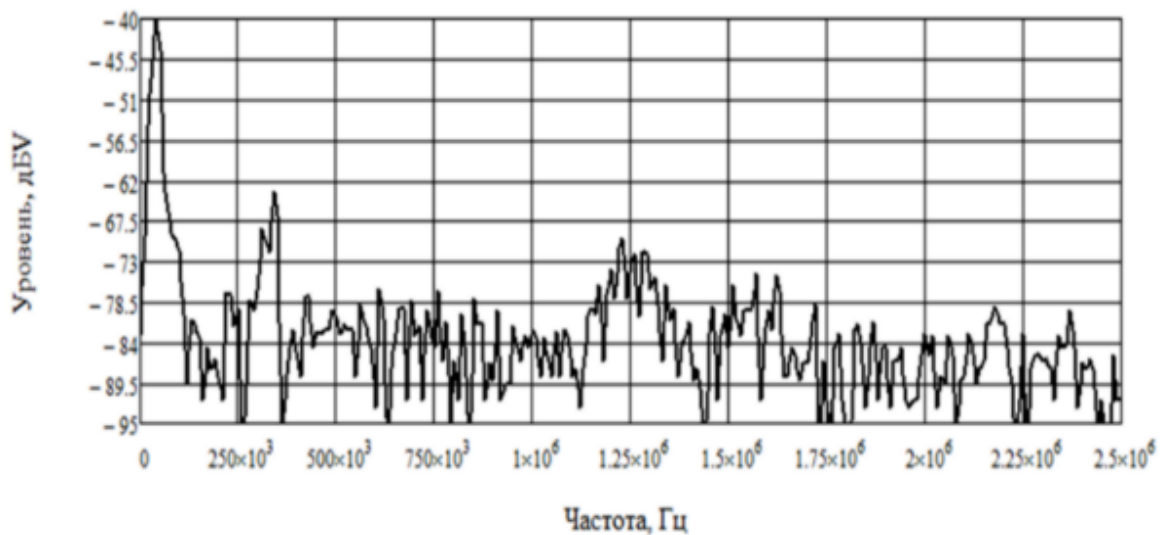


Рисунок 2.5 – Амплитудный спектр сигнала в силовой сети

Рисунок 2.6 показывает график, на котором отображен пример суммы пяти различных реализаций узкополосных помех во временной области, снятых с силовой сети. Каждая из них имеет длительность 2 секунды.

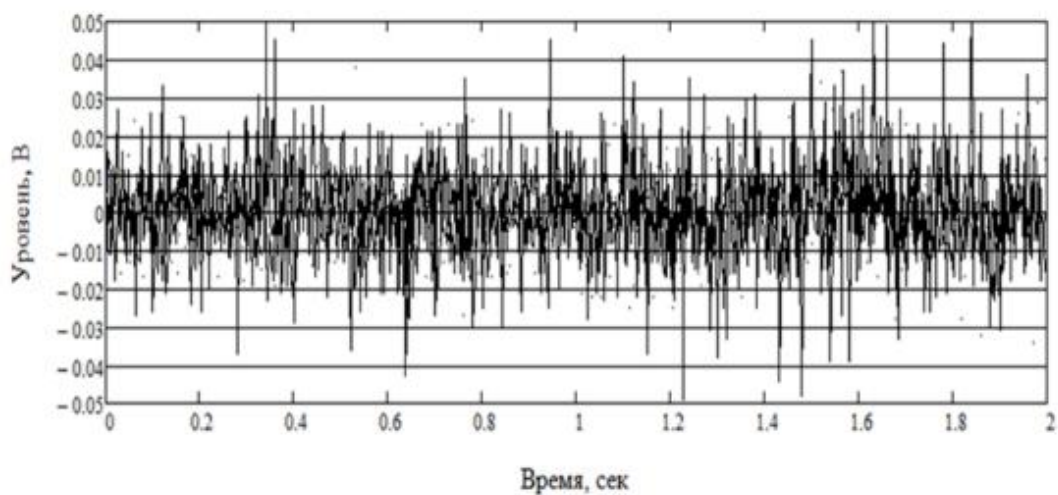


Рисунок 2.6 – График суммы пяти реализаций сигналов помех длительностью 2 с

Гистограмма распределения реализаций суммы пяти помех приведена на рисунке 2.7.

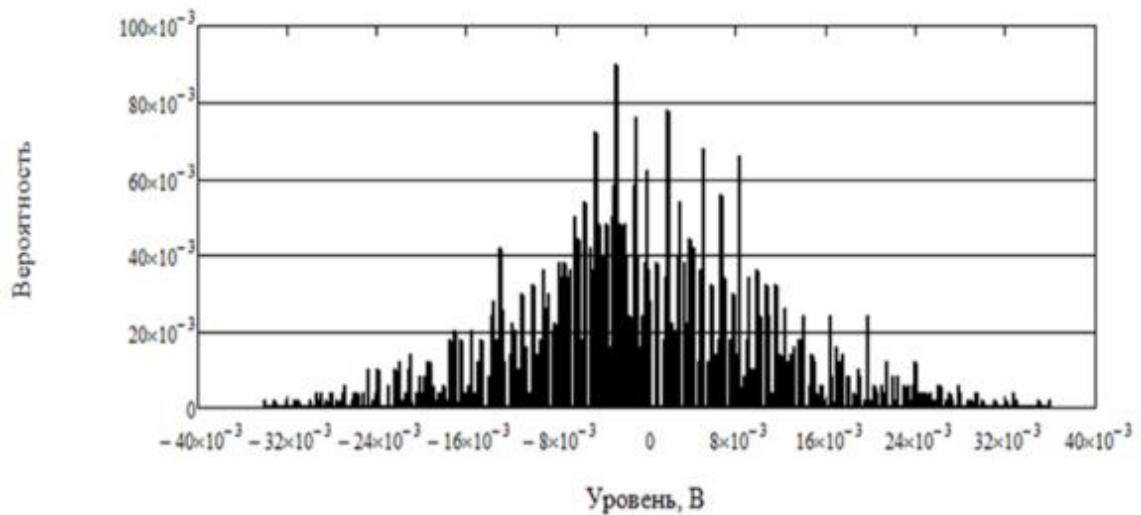


Рисунок 2.7 – График распределения вероятностей сигнала

Так как график распределения вероятностей сигнала (рисунок 2.7) имеет вид схожий с видом нормального распределения случайных величин, узкополосную помеху в PLC-канале можно представить в виде Гауссовского случайного процесса.

Вид импульсной помехи во временной области приведен на рисунке 2.8.

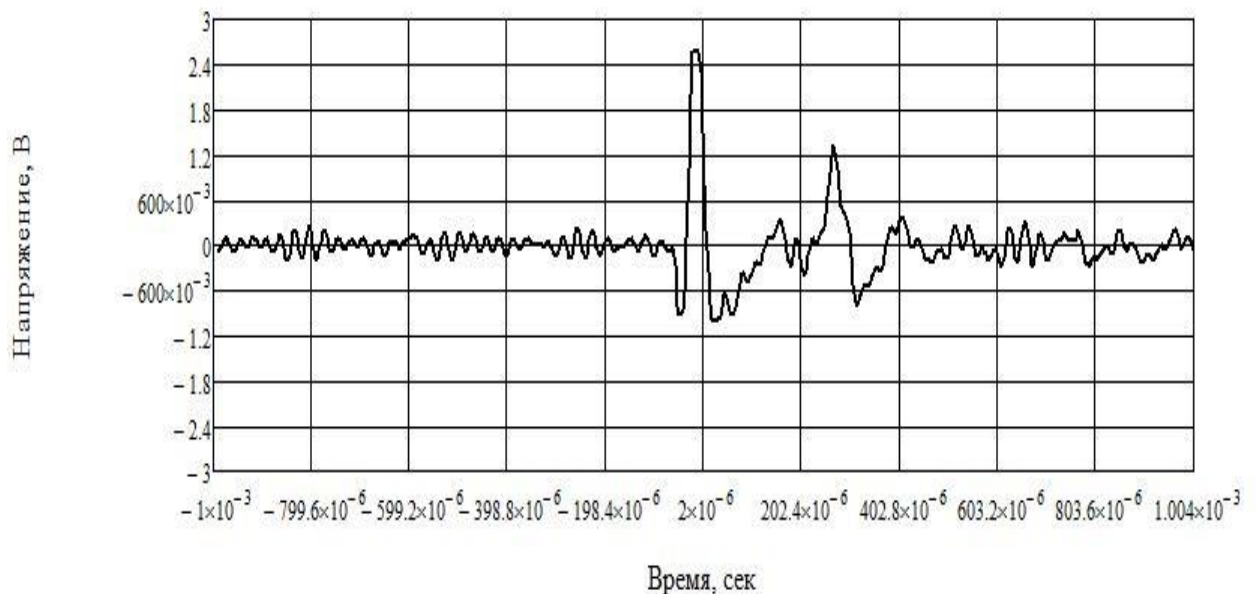


Рисунок 2.8 – Импульсная помеха в PLC-канале

Длительность одиночного импульса, приведенного на рисунке 2.8, составляет 40 мкс.

Спектр одиночной импульсной помехи представлен на рисунке 2.9.

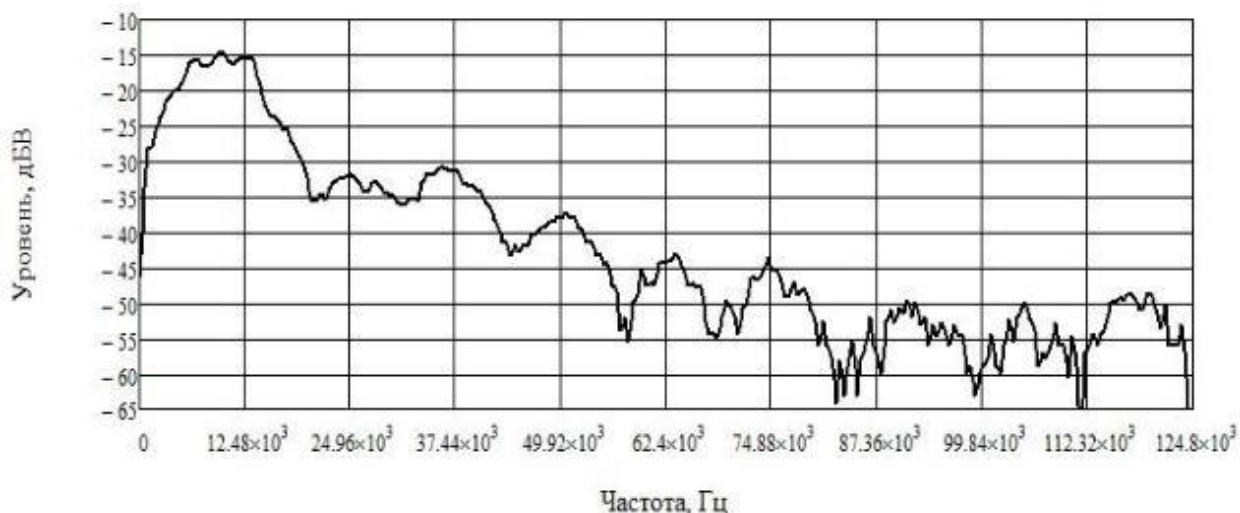


Рисунок 2.9 – Спектр одиночной импульсной помехи в PLC-канале

Периодическая импульсная помеха представлена рисунке 2.10, длительностью импульсов 16 мкс и периодом повторения 400 мкс.

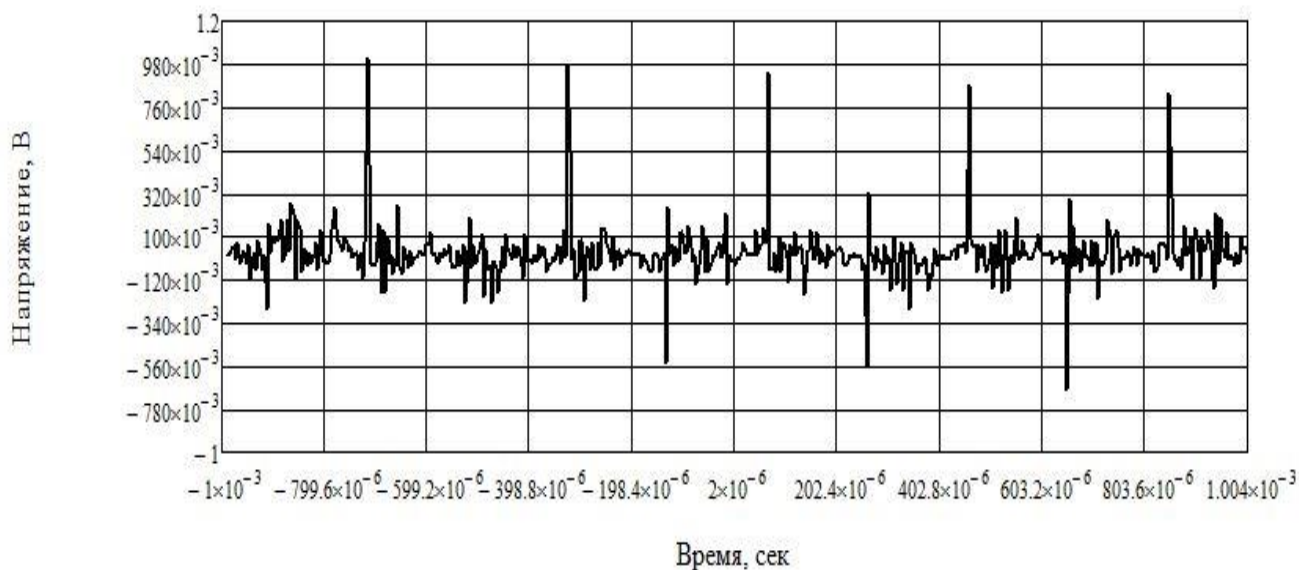


Рисунок 2.10 – Периодическая импульсная помеха в PLC-канале

Импульсные помехи в PLC-канале возникают с интервалом в единицы секунд.

Подытожив сказанное выше, можно отметить, что в PLC канале существует сложная помеховая обстановка, которая сказывается на качестве передаваемого сигнала.

В низкочастотном диапазоне до 1 МГц, возникают узкополосные помехи, вызванные работой различных устройств и приборов. Эти помехи могут приводить

к ошибкам в передаче данных, поэтому необходимо постоянно мониторить состояние канала. Кроме того, некачественные блоки питания могут вносить помехи в высокочастотную часть канала (свыше 1 МГц).

Непрерывно повторяющиеся импульсные помехи могут серьезно повлиять на качество принимаемого сигнала в широком диапазоне и даже вызвать полную потерю информации. Однако, благодаря своей короткой длительности и регулярности повторения, такие помехи могут быть достаточно предсказуемы.

Одна из особенностей помеховой обстановки в PLC канале заключается в том, что картина меняется в зависимости от фазы напряжения сети. Поэтому необходимо постоянно мониторить состояние канала и адаптивно реагировать на изменения в помеховой обстановке.

В целом, помеховая обстановка в PLC канале требует постоянного мониторинга и адаптивного подстраивания передатчика и приемника к условиям в канале передачи. Это необходимо для обеспечения надежной и качественной передачи данных по электрическим сетям.

2.3 Передаточная характеристика PLC-канала

Для исследования передаточной характеристики PLC канала был использован формирователь сигнала, который работал в режиме качания частоты в диапазоне от 100 кГц до 22 МГц. Причина верхней границы этого диапазона связана с максимально возможной частотой генератора. Однако, следует отметить, что стандарты предусматривают использование частотного диапазона до 100 МГц в PLC канале.

На рисунке 2.11 представлена передаточная характеристика при минимальном количестве подключённых зарядных устройств в соседних розетках. Приемник включен через удлинитель в свободную розетку.

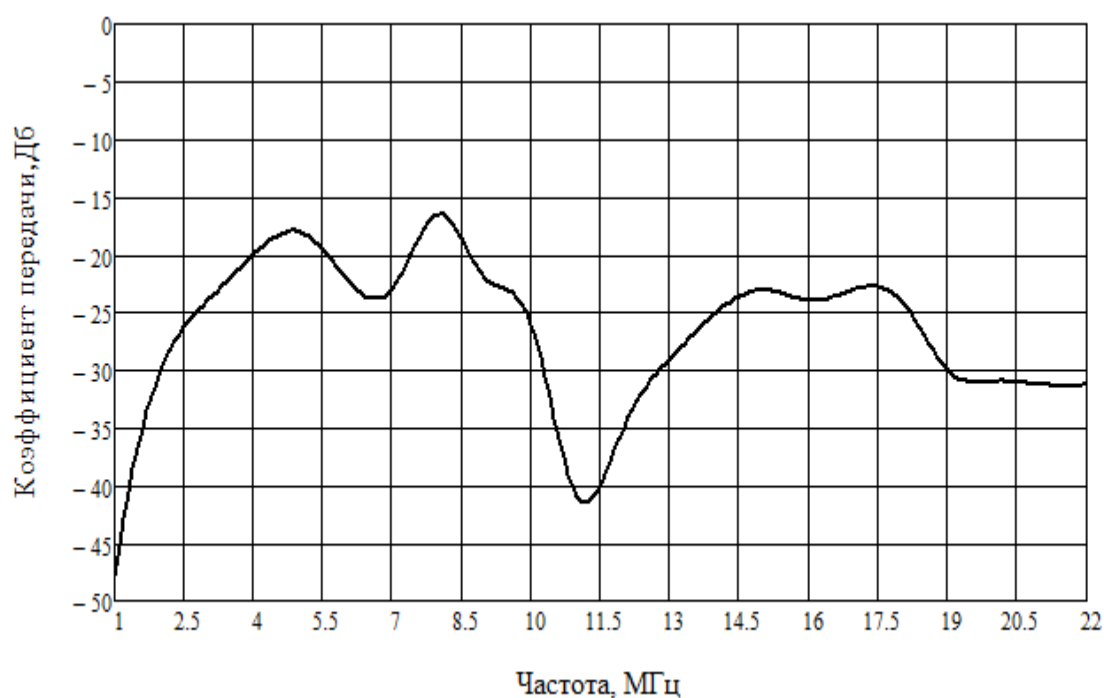


Рисунок 2.11 – Передаточная характеристика PLC-канала при минимальных нагрузках

На рисунке 2.12 представлена передаточная характеристика PLC-канала при подключении различных нагрузок в сеть через соседние розетки. В качестве нагрузок выступали работающие импульсные блоки питания, которые получили широкое распространение в современных бытовых приборах. Положения приемного устройства и генератора не менялись.

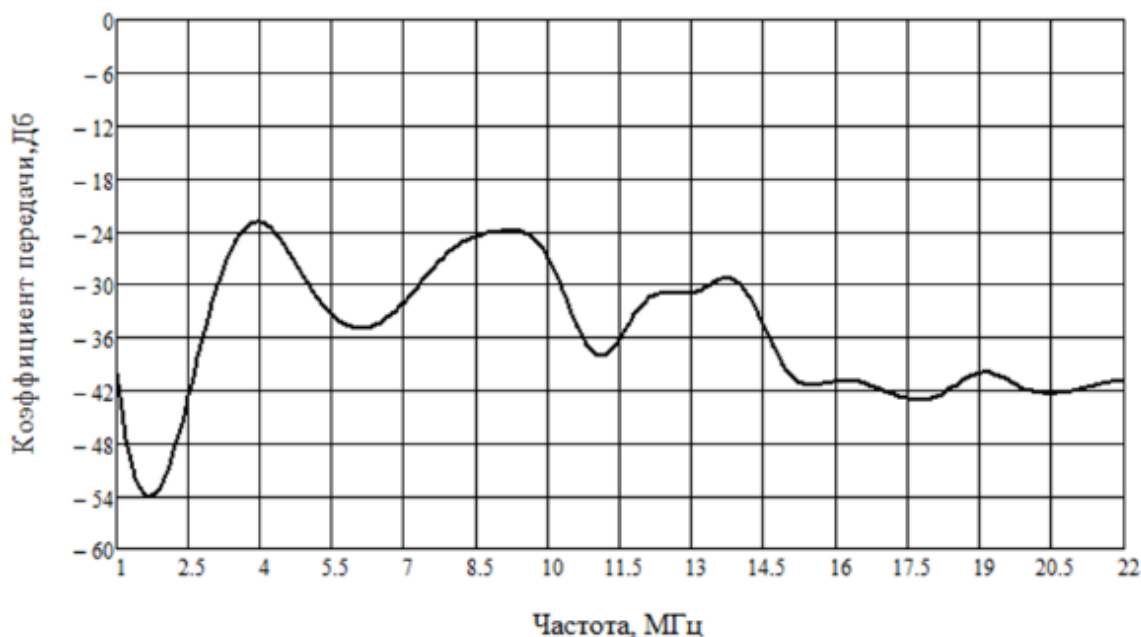


Рисунок 2.12 – Передаточная характеристика PLC-канала при максимально возможных нагрузках

На рисунке 2.13 представлена передаточная характеристика PLC-канала при максимально возможном количестве подключённых нагрузок. Приемник включен в занятую зарядным устройством розетку.

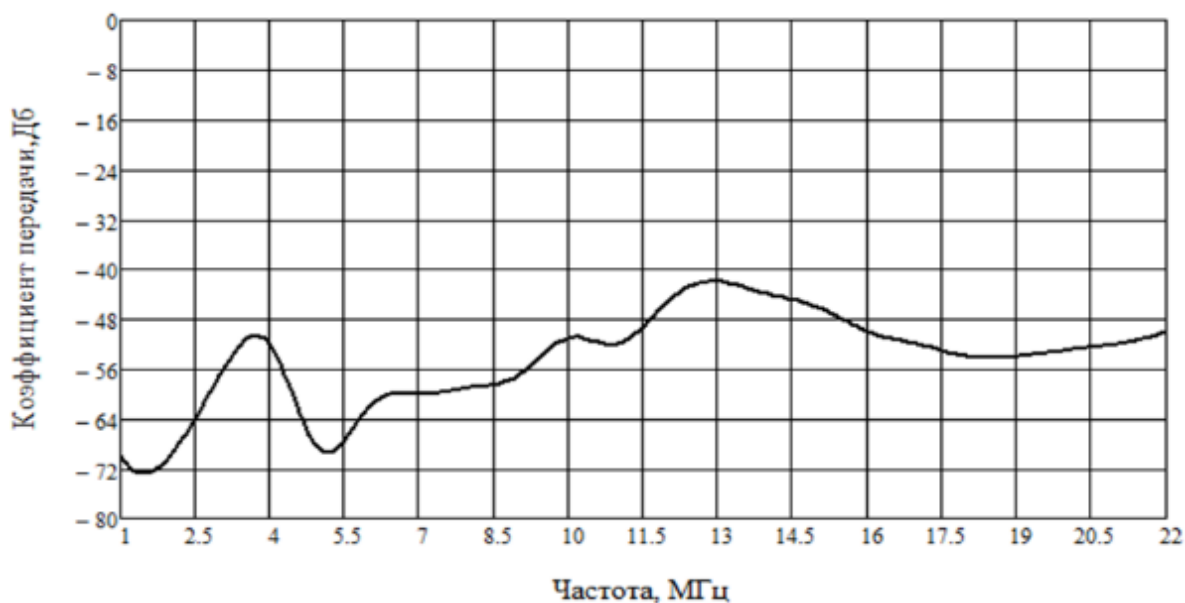


Рисунок 2.13 – Передаточная характеристика PLC-канала при максимально возможных нагрузках

Для удобства анализа графики, приведенные на рисунках 2.12 и 2.13 объединены и представлены на рисунке 2.14.

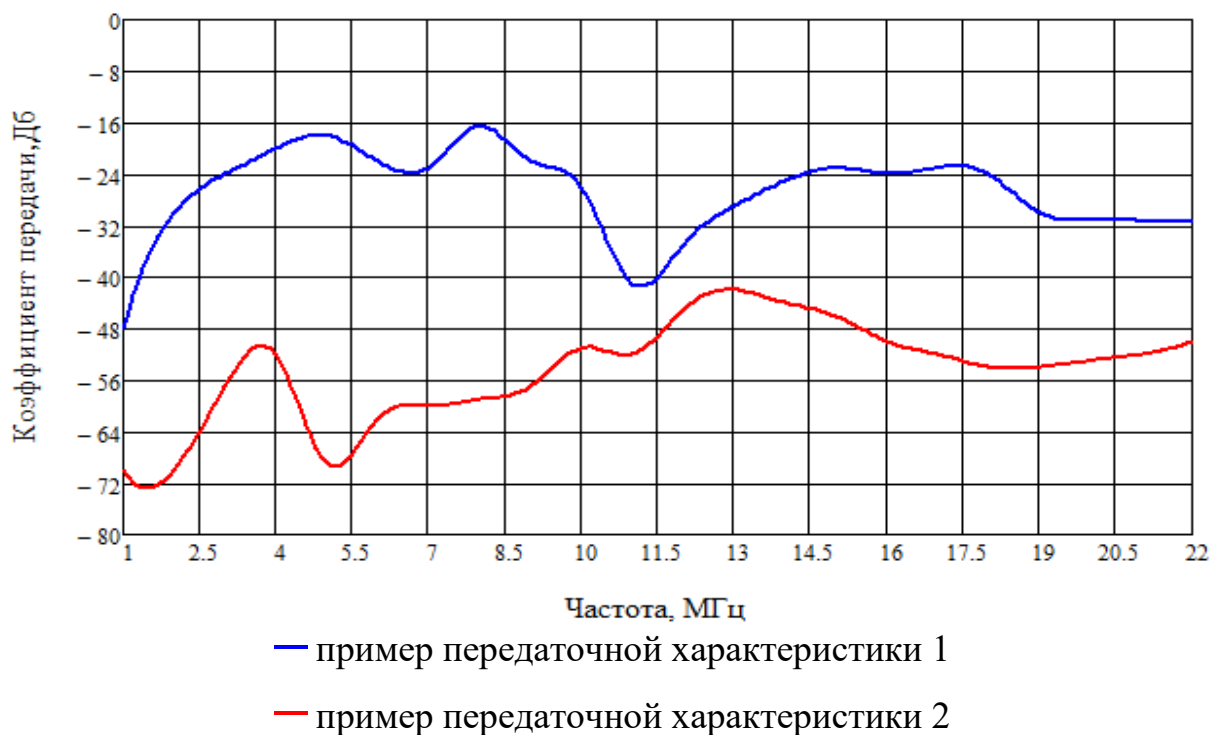


Рисунок 2.14 – Передаточная характеристика PLC-канала при различной нагрузочной обстановке вблизи подключения приёмника PLC

По графику, представленному на рисунке 2.14, можно сделать вывод, что при высокой плотности включения зарядных устройств в силовую сеть происходит значительное затухание полезного сигнала в линии на несколько порядков. Это указывает на необходимость подключения таких устройств к сетевым фильтрам, у которых входной импеданс в интересующей полосе передачи значительный.

Следовательно, как уже отмечалось ранее, для передачи информации по сетям электропитания в канале передачи данных необходимо постоянно адаптироваться к изменяющимся условиям. Для повышения спектральной эффективности таких систем можно периодически оценивать текущее состояние канала и адаптировать систему путем изменения индекса модуляции. Поэтому одной из задач данной работы является изучение методов адаптивной модуляции в PLC.

Выводы по разделу

Системы передачи информации по сетям электропитания имеют ряд технологических сложностей, которые могут повлиять на их производительность и надежность. Вот некоторые из них:

Ограниченная дальность передачи: PLC системы обычно имеют ограниченную дальность передачи по сравнению с беспроводными технологиями. Это связано с тем, что электрические провода не являются идеальной средой для передачи данных, и сигналы могут ослабляться и теряться на больших расстояниях.

Высокий уровень помех: электрические провода могут создавать электромагнитные помехи, которые могут влиять на качество передаваемого сигнала и повышать вероятность ошибок при передаче данных.

Низкая скорость передачи данных: PLC системы могут иметь более низкую скорость передачи данных, чем беспроводные технологии, особенно при передаче данных на большие расстояния.

Зависимость от качества электрической проводки: качество электрической проводки в зданиях может сильно варьироваться, и это может сказаться на производительности PLC систем.

Ограниченная совместимость: PLC системы передачи могут быть несовместимы с некоторыми устройствами и системами, которые используются в зданиях.

Согласно проведенному обзору PLC стандартов связи на сегодняшний день СПИ по сетям электропитания ограничены в применении, поскольку существующие системы обеспечивают либо низкую скорость передачи данных при большой дальности связи, либо наоборот — приемлемые скорости передачи данных для широкополосного доступа в Интернет в достаточно малом радиусе, который в большинстве случаев не превышает одного помещения. Представленные стандарты подразумевают работу устройств в дуплексном режиме, с использованием временного либо частотного разделения каналов. Организация полнодуплексной PLC системы связи, обеспечивающая одновременную двунаправленную передачу данных в одном канале связи, позволила бы повысить спектральную эффективность и скорость передачи данных до двух раз [28]. Также в представленных стандартах наименьший индекс модуляции, согласно проведенному обзору, соответствует BPSK. Дополнительно повысить эффективность систем можно за счет технологии расширения спектра, что

позволит использовать участки с более низким значением ОСШ. В дополнение ко всему, наличие импульсных помех и зависимость от переменной составляющей сети требует постоянного мониторинга за состоянием в канале передачи. С целью увеличения скорости передачи данных в данном случае возможно применение адаптивной модуляции, которая позволит приблизить скорость передачи данных к границе Шеннона. В дальнейшем в данной работе будут рассмотрены данные технологии в контексте эффективности и целесообразности их применения в PLC системах.

Таким образом целью диссертационной работы являются исследование и разработка технологий, позволяющих увеличить спектральную эффективность PLC систем.

В рамках данной диссертационной работы решаются следующие задачи:

1. Исследование методов адаптивной модуляции в системах передачи данных.

2. Разработка метода адаптивной модуляции, позволяющего повысить спектральную эффективность PLC систем.

3. Имитационное моделирование известных и разработанного метода адаптивной модуляции с учётом особенностей среды распространения сигнала.

4. Исследование подходов, применяемых для организации полнодуплексной передачи данных без временного и частотного разделения.

5. Разработка математической модели алгоритмов формирования и обработки сигналов PLC системы.

6. Исследование влияния интерференции сигнала собственного передатчика на вероятность битовой ошибки при демодуляции полезного сигнала.

7. Разработка макета полнодуплексной PLC системы.

8. Экспериментальное исследование предлагаемого метода организации полнодуплексной связи на макете полнодуплексной PLC системы.

9. Исследование алгоритмов обнаружения широкополосного сигнала в канале линий электропередач в условиях значительного затухания сигнала,

наличия импульсных и узкополосных помех с учётом затрат ресурсов при их реализации на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС).

3 Адаптивная модуляция и технология расширения спектра в PLC системах

3.1 Технология расширения спектра в PLC системах

Как уже было отмечено ранее линии электросвязи являются неблагоприятной средой для прохождения сигнала. Наличие большого количества устройств, подключенных к сети, представляющих собой дополнительную нагрузку, пагубно сказывается на мощности принимаемого сигнала, максимальном расстоянии передачи данных, надежности и помехоустойчивости связи. Исходя из обзора PLC канала, представленного выше, характеристики систем передачи информации по сетям электропитания сильно зависят от качества исполнения сети в помещении и здании в целом. На приёмной стороне после прохождения сигнала через канал в результате воздействия множества факторов наблюдается значительное искажение формы спектра сигнала. К основным факторам можно отнести многолучевость, приводящая к частотно-селективным замираниям, и сильное затухание с ростом частоты сигнала. При использовании в качестве технологии передачи данных OFDM в случае BB-PLC значительная часть поднесущих будет иметь близкие к нулевым, нулевые или даже отрицательные значения ОСШ. Исключение данных поднесущих приведет к уменьшению скорости передачи данных, поэтому с целью более эффективного использования выделенной полосы сигнала, предлагается применить технологию расширения спектра посредством M-последовательностей [29].

Данный раздел диссертационной работы посвящен описанию метода расширения спектра сигнала посредством M-последовательностей с целью повышения спектральной эффективности PLC систем. Данный метод позволяет использовать для передачи одного бита информации несколько поднесущих, тем самым повышая энергию, затрачиваемую на передачу одного бита. Структура рассматриваемого подхода показана на рисунке 3.1 [30].

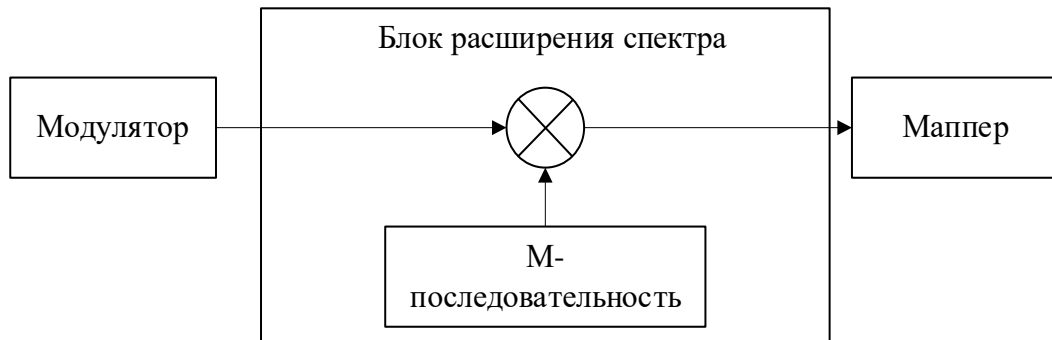


Рисунок 3.1 – Структурная схема блока расширения спектра

Операция расширения спектра выполняется следующим образом.

Пусть \vec{m} – это вектор строка символов модуляции, представляющих собой комплексные числа:

$$\vec{m} = \langle m_1, m_2, m_3, \dots, m_N \rangle, \quad (3.1)$$

где N – это количество символов модуляции, определяющееся количеством бит закодированного информационного пакета данных, индексом используемого вида цифровой модуляции и параметрами OFDM символа.

Кодирующая последовательность представляет собой вектор \vec{k} длиной L :

$$\vec{k} = \langle k_1, k_2, k_3, \dots, k_L \rangle. \quad (3.2)$$

где L – это коэффициент расширения спектра.

Далее каждый элемент вектора символов модуляции m_n умножается на кодирующую последовательность \vec{k} , получая таким образом матрицу кодированных символов модуляции размерностью $N \times L$:

$$S(n, l) = (s_{n,l})_{n=1, l=1}^{N, L} = m_n \cdot \vec{k}. \quad (3.3)$$

Значение L равное единице соответствует алгоритму формирования сигнала без использования расширения спектра. Максимальная длина кодирующей последовательности никак не ограничивается и определяется только целесообразностью использования при проектировании системы с использованием рассмотренного алгоритма.

Таким образом данная процедура позволяет в L раз повысить энергию сигнала приходящуюся на один бит переданной информации.

По сути, рассматриваемый метод является технологией кодового разделения каналов (multi-carrier code-division multiple access, MC-CDMA) [31, 32], но для одного пользователя. В данной технологии используются ортогональные коды, представляющие собой множества последовательностей, в которых взаимная корреляция отдельно взятых любых двух комбинации равна нулю [32].

При выборе расширяющей кодовой последовательности с целью повышения энергии, приходящейся на один бит, её ортогональность не является необходимым условием, так как данная операция не подразумевает разделение данных от разных пользователей. Однако следует определить зависит ли эффективность метода от длины расширяющей последовательности и её автокорреляционных свойств.

На приемной стороне осуществляется корреляционная обработка принятых символов модуляции. На рисунке 3.2 представлена схема блока, осуществляющего обработку на приемной стороне.



Рисунок 3.2 – Блок обработки символов модуляции

Обработка на приёмной стороне реализуется следующим образом. Принятые информационные символы модуляции представляют собой вектор комплексных чисел \vec{y} :

$$\vec{y} = \langle y_1, y_2, y_3, \dots, y_V \rangle. \quad (3.4)$$

Далее выполняется расчет взаимной корреляции принятого вектора \vec{y} с исходной последовательностью, которая использовалась при расширении спектра в передающем устройстве. Данная операция выполняется по следующей формуле:

$$\vec{r} = \text{IFFT}(\text{FFT}(\vec{y}) \cdot \text{FFT}(\vec{k})^*), \quad (3.5)$$

где IFFT – функция обратного быстрого преобразования Фурье,
FFT – это функция прямого быстрого преобразования Фурье.

В результате того, что при расчете корреляции энергетика расширенной последовательности символов модуляции сложилась, а для демодуляции нам

необходимо вернуться к изначальному уровню, то вектор корреляции \vec{r} необходимо нормировать путем деления на значение длины кодирующей последовательности L .

$$\vec{d} = \frac{\vec{r}}{L}. \quad (3.6)$$

Таким образом мы получим вектор принятых символов модуляции \vec{d} , который в L больше, чем изначальное количество символов модуляции было сформировано при передаче. Следовательно, выполняется децимация в L раз.

$$\vec{p} = p_n = d_{1+(n-1)L}, n = 1, 2, \dots, N. \quad (3.7)$$

Полученный таким образом вектор \vec{p} демодулируется согласно используемому типу модуляции при формировании сигнала.

3.2 Обзор существующих методов адаптивной модуляции

Технология адаптивной модуляции – известный и широко используемый метод, позволяющий значительно повысить эффективность СПИ. Так как реальные физические каналы в большинстве случаев являются не стационарными, то есть их характеристики меняются со временем, его пропускная способность также имеет свойство изменять своё значение. В следствии чего для обеспечения наибольшей скорости передачи данных в текущих условиях без падения уровня BER необходимо выполнять постоянный мониторинг условий в канале передачи и адаптивно подстраиваться к ним. Для СПИ по сетям электропитания данная технология особенно актуальна, так как наличие импульсных помех, промышленных узкополосных помех, переменной составляющей сети приводят к тому, что условия в PLC канале постоянно меняются.

Таким образом суть технологии адаптивной модуляции в динамической подстройке к условиям в канале с целью обеспечения максимальной скорости передачи в текущих условиях.

На данный момент существует множество методов адаптивной модуляции, некоторые из которых реализованы для узкополосных систем на одной несущей (single carrier, SC-модемы) [33]. Так метод адаптивной модуляции, описанный в

статье [33], заключается в том, что по принятому сигналу после временной синхронизации рассчитывается ОСШ. Далее, согласно полученному значению ОСШ, выбирается наиболее подходящий индекс модуляции. Причем, ОСШ рассчитывается по случайному сигналу, пилотные последовательности не используются. Оценка ОСШ в данном методе производится путем измерения модуля вектора между принятыми точками созвездия и ближайшими опорными точками. Рассчитанные значения сравниваются с пороговыми, после чего производится выбор способа модуляции. В статье приведены пороги для следующих индексов модуляции: BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM. Далее полученная оценка передается на передающее устройство, где применяется при модуляции последующих потоков данных.

Существенным недостатком данного метода при его использовании в СПИ по сетям электропитания является повышение вероятности битовой ошибки при низком ОСШ. Как уже было отмечено ранее часть поднесущих спектра принимаемого сигнала после прохождения PLC канала на дальних дистанциях будут иметь околонулевые значения. Поскольку для оценки ОСШ используется только случайный принятый сигнал, неизвестный заранее приемнику, пилотная последовательность не используется, данный алгоритм не сможет адекватно оценить условия в канале. В связи с этим, в случае низкого ОСШ в приемнике оценка будет выполняться неверно, так как на приемной стороне нет информации о исходном положении принятой точки созвездия. Некорректная оценка ОСШ происходит вследствие того, что точка может перейти из области исходной опорной точки в область соседней опорной точки созвездия. Это в свою очередь приведет к ошибке оценки ОСШ, так как оценка ОСШ в данном методе производится путем измерения модуля вектора между принятыми точками созвездия и ближайшими опорными точками, а не исходными.

Ещё одним методом адаптивной модуляции в СПИ с OFDM, является метод, приведенный в статье [34]. В этом методе производится прием сигнала, после чего осуществляется временная синхронизация, оценка канала связи и эквалайзирование. Далее осуществляется деление спектра сигнала на подгруппы

поднесущих, для которых выполняется расчет отношения сигнал-шум для каждой поднесущей и среднего значения отношения сигнал-шум для подгруппы. После перечисленных расчетов в каждой подгруппе в соответствии с таблицей порогов назначается индекс модуляции. Следующий этап – это расчет общего количества бит на OFDM символ. Далее осуществляется передача массива назначенных индексов модуляций на передающую часть по наиболее помехозащищенному каналу связи. После чего последующие данные модулируются в соответствии с полученным массивом. Недостатком данного метода является то, что решение о назначении индекса модуляции для группы поднесущих принимается на основании однократной оценки, поскольку частотный интервал расположения группы поднесущих может перекрываться с периодически возникающей активной помехой, которая может не действовать в момент оценки, но возникнуть при последующей передаче данных. Это также приведет к возникновению дополнительных ошибок. Кроме того, алгоритм оценки в данном методе не учитывает особенности PLC канала, что также скажется на его эффективности.

Согласно литературному обзору существующих методов адаптивной модуляции можно сделать вывод, что для СПИ по сетям электропитания вопрос правильной реализации адаптивной модуляции, включающий как сам способ оценки, так и подбор пороговых значений для назначения порядка модуляции остается достаточно неизученной темой. На данный момент нет какой-либо отечественной или зарубежной литературы, которая бы содержала рекомендаций по выполнению оценки PLC канала с учетом его особенностей, а также критериев выбора и назначения типа модуляции для поднесущих в OFDM системах. Поэтому задача исследования и поиска подходящего решения реализации адаптивной модуляции остается актуальной. Данной теме посвящены следующие главы диссертационной работы.

3.3 Оценка канала в СПИ

Неотъемлемой частью любого метода адаптивной модуляции является оценка канала передачи данных. Наиболее известными методами оценки являются

классические методы максимального правдоподобия (ММП), наименьших квадратов (МНК) и минимума среднеквадратической ошибки (ММСО).

ММП является широкоизвестным методом оценивания параметров путем максимизации функции правдоподобия. Во многих случаях данный метод считается оптимальным, обеспечивающим наилучший результат. Однако ММП требует значительных вычислительных затрат, что ограничивает его область использования в системах обработки данных в реальном времени. С учётом того, что современные способы формирования и обработки сигналов является также ресурсозатратными, а количество случаев, в которых необходимо выполнить оценку, растёт, целесообразность использования данного метода ставится под сомнение и в большинстве случаев отдается предпочтение более скоростным методам МНК и ММСО. Поэтому данный метод рассматриваться в данной работе не будет. Однако следует отметить, что ММП является хорошим решением для создания статистических моделей, зарекомендовавшим себя и доказавшим свою эффективность.

Для выполнения оценки канала передачи в OFDM системах связи реализуется передача пилотных поднесущих или пилотных символов, значения и положения которых считаются известными на приёмной стороне. В этом случае принимаемый сигнал можно описать следующим матричным уравнением:

$$\mathbf{Y} \begin{bmatrix} Y[0] \\ Y[1] \\ \vdots \\ Y[N-1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X[1] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H[0] \\ H[1] \\ \vdots \\ H[N-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z[0] \\ Z[1] \\ \vdots \\ Z[N-1] \end{bmatrix} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{Z} \quad (3.8)$$

где \mathbf{X} – это пилотный сигнал,

\mathbf{Y} – принятый пилотный сигнал,

\mathbf{H} – вектор канальных коэффициентов,

\mathbf{Z} – вектор шума с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_z^2 .

МНК метод, известный в иностранной литературе как least-square (LS) [35], основывается на минимизации следующей функции потерь:

$$\begin{aligned}
J(\hat{\mathbf{H}}) &= \|\mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}}\|^2 = \\
&= (\mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}})^H (\mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}}) = \mathbf{Y}^H \mathbf{Y} - \mathbf{Y}^H \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}} - \hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{X}^H \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

где $\hat{\mathbf{H}}$ обозначает оценку канала \mathbf{H} ,
 $(.)^H$ – операция эрмитового сопряжения.

Для определения точки минимума выполняется дифференцирование данного выражения по $\hat{\mathbf{H}}$:

$$\frac{\partial J(\hat{\mathbf{H}})}{\partial \hat{\mathbf{H}}} = -2(\mathbf{X}^H \mathbf{Y})^* + 2(\mathbf{X}^H \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}})^* = 0 \tag{3.10}$$

Отсюда получается следующее равенство:

$$\mathbf{X}^H \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{X}^H \mathbf{Y} \tag{3.11}$$

Тогда оценка методом МНК будет определяться следующим выражением:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{Y} = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{Y} \tag{3.12}$$

Таким образом для OFDM систем, в которых пилотный сигнал представлен набором пилотных поднесущих, оценку канала можно записать следующим образом:

$$\hat{H}_{\text{LS}}[k] = \frac{Y[k]}{X[k]}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \tag{3.13}$$

3.4 Описание предлагаемого метода адаптивной модуляции

Функциональная схема предлагаемого метода приведена на рисунке 3.3, на которой обозначено: 1 – Прием отсчётов n -ого пилотного OFDM символа, 2 – Временная синхронизация 3 – Частотная синхронизация, 4 – Быстрое преобразование Фурье, 5 – Оценка канала распространения по пилотным поднесущим, 6 – Эквалайзирование, 7 – Оценка вектора ошибки для каждой поднесущей (e_n), 8 – Группировка m подгрупп по l поднесущих спектра сигнала (E_n), 9 – Выбор максимального значения вектора ошибки в каждой i -ой подгруппе поднесущих (M_n), 10 – Фильтрация полученных значений на основе предыдущих измерений (R_n), 11 – Назначение индексов модуляции по подгруппам (P_n), 12 – Передача полученного массива индексов модуляций на передающую часть [36].

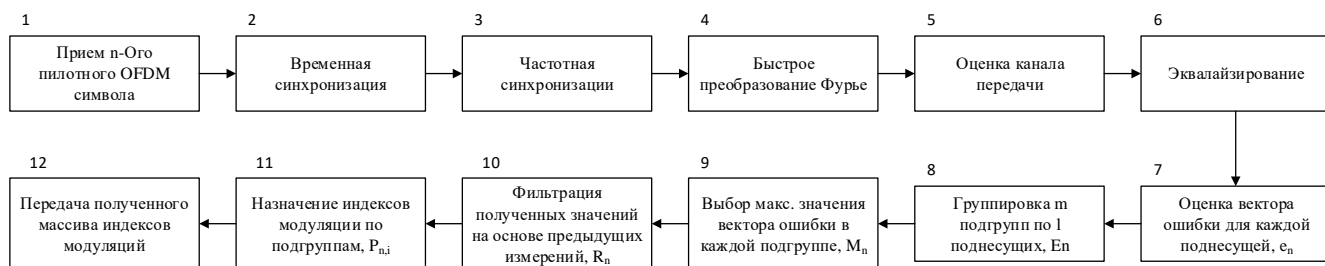


Рисунок 3.3 – Функциональная схема предлагаемого метода адаптивной модуляции

На передающей стороне формируется пилотный OFDM символ. Для формирования пилотного OFDM символа используется последовательность бит, которая модулируется квадратурным амплитудным модулятором (КАМ). Чаще всего для формирования используются наиболее простые виды квадратурных модуляций, такие как BPSK, QPSK [37]. Для выполнения на приемной стороне эквалайзирования сигнала определенные поднесущие используются в качестве пилотных, которые с шагом d распределяются на интервале спектра сигнала. Полученный пилотный OFDM символ добавляется в начале каждого кадра согласно структуре, представленной на рисунке 3.4. Кадр состоит из пилотного OFDM символа P и t информационных символов U_t . Подобным образом располагаются пилотные символы в стандартах PLC систем, использующих OFDM модуляцию, которые были приведены в разделе 1.

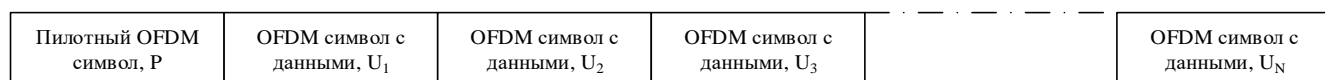


Рисунок 3.4 – Структура кадра

Приемником принимается и оцифровывается кадр. Производится временная синхронизация с началом кадра по пилотному OFDM символу. Временная синхронизация может быть выполнена путем расчета взаимной корреляционной функции между принятым пилотным OFDM символом и опорным сигналом [38]. Далее выполняется частотная синхронизация. Алгоритмы частотной синхронизации приведены в [39]. Для перехода из временной области в частотную выполняется расчет быстрого преобразования Фурье. После по пилотным поднесущим осуществляется оценка канала согласно подглаве 3.3 данной работы.

Полученная оценка используется для эквалайзирования спектра принятого пилотного OFDM символа [40].

Отсчеты спектра принятого OFDM символа представляют собой вектор \vec{s}_{n_k} :

$$\vec{s}_{n_k} = \langle s_{n_1}, s_{n_2}, s_{n_3}, \dots, s_{n_K} \rangle, \quad (3.14)$$

где n – это номер принятого пилотного OFDM символа,

k – это номер поднесущей в спектре пилотного OFDM символа,

K – это общее количество используемых поднесущих спектра пилотного OFDM символа.

Опорный сигнал в приемной части представляет собой вектор эталонных значений \vec{w}_k в частотной области:

$$\vec{w}_k = \langle w_1, w_2, w_3, \dots, w_K \rangle. \quad (3.15)$$

Далее выполняется расчет векторов ошибки \vec{e}_{n_k} для каждой поднесущей по следующей формуле (3.16):

$$\vec{e}_{n_k} = \sqrt{\frac{|\vec{s}_{n_k} - \vec{w}_k|^2}{|\vec{w}_k|^2}}. \quad (3.16)$$

Следующим этапом является группировка векторов ошибок \vec{e}_{n_k} в m подгрупп по l поднесущих, количество которых определяется полосой когерентности канала. Данная группировка позволяет сократить количество необходимых вычислений, выполняемых в дальнейшем, и уменьшить количество служебной информации, требуемое для передачи массива индексов модуляций на передающее устройство. Количество поднесущих в одной подгруппе, как и само количество подгрупп, определяется полосой когерентности канала.

$$\vec{e}_{n_k} \rightarrow E_n(i, j) = (e_{n_{i,j}})_{i=1, j=1}^{m,l}. \quad (3.17)$$

Далее в каждой подгруппе выбирается максимальное значение, таким образом получая вектор максимальной ошибки в каждом из подгрупп поднесущих $M_n(i)$:

$$M_n(i) = \max(E_n(i)). \quad (3.18)$$

Максимальное значение вектора ошибки соответствует наихудшему варианту в подгруппе поднесущих. Данный метод оценки предполагается использовать в каналах с многолучевым распространением сигнала и непостоянными, быстроменяющимися характеристиками. В таком случае канал распространения сигнала будет обладать не большой полосой когерентности, в которую будет входить небольшое количество поднесущих. Как показало практическое исследование метода наибольшую надежность и стабильность в таком случае обеспечивает выбор именно максимального значения в подгруппе, а не среднего.

Следующий этап – это алгоритм коррекции полученного массива векторов ошибок $M_n(i)$. Предполагается, что в приемном устройстве хранятся предыдущие значения оценки. Суть данной операции описывается формулой (3.19), представленной ниже.

$$\begin{cases} R_n(i) = M_n(i), M_n(i) \geq R_{n-1}(i) \\ R_n(i) = R_{n-1}(i) - \Delta e, M_n(i) < R_{n-1}(i) \end{cases}, \quad (3.19)$$

где $R_n(i)$ – это итоговая оценка канала передачи на текущий момент времени,

$R_{n-1}(i)$ – это итоговая оценка канала передачи, выполненная в предыдущую итерацию алгоритма,

Δe – это параметр итерационного изменения оценки.

В случае, если ситуация ухудшилась для данной подгруппы поднесущих, значение нынешней оценки вектора ошибки $M_n(i)$ больше установленной ранее $R_{n-1}(i)$, принимается текущее значение оценки вектора ошибки. Если ситуация в канале улучшилась, то есть значение нынешней оценки вектора ошибки $M_n(i)$ меньше установленной ранее $R_{n-1}(i)$, то от предыдущей оценки отнимается значение Δe , которое вычисляется по формуле (3.20):

$$\Delta e = \frac{|M_n - M_{n-1}|}{\nu}, \quad (3.20)$$

где ν – коэффициент инерционности.

Таким образом алгоритм быстро реагирует на ухудшения в канале передачи и медленно на улучшения. Это позволяет получить более стабильную оценку помеховой обстановки в канале, так как имеют меньшее влияние случайные улучшения, которые могут возникнуть в подгруппах поднесущих, в результате того, что однократное измерение дало оценку, свидетельствующую об улучшениях в канале передачи. Такой подход позволяет сохранить вероятность битовой ошибки на одном уровне и не приводит к резкому увеличению числа ошибок. Коэффициент ν определяет инерционность алгоритма. Чем больше данный коэффициент, тем медленнее реакция на улучшение в канале. Значение коэффициента выбирается исходя из времени когерентности канала.

Полученный массив $R_n(i)$, является итоговой оценкой канала передачи на текущий момент времени и используется для назначения типов модуляции. Пороги выбираются исходя из требуемой вероятности битовой ошибки на приемном устройстве. На рисунке 3.5 приведена зависимости вероятности битовой ошибки от значения порога в канале с АБГШ для некоторых видов модуляции, на котором обозначено: зависимость вероятности битовой ошибки от порога P для BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM.

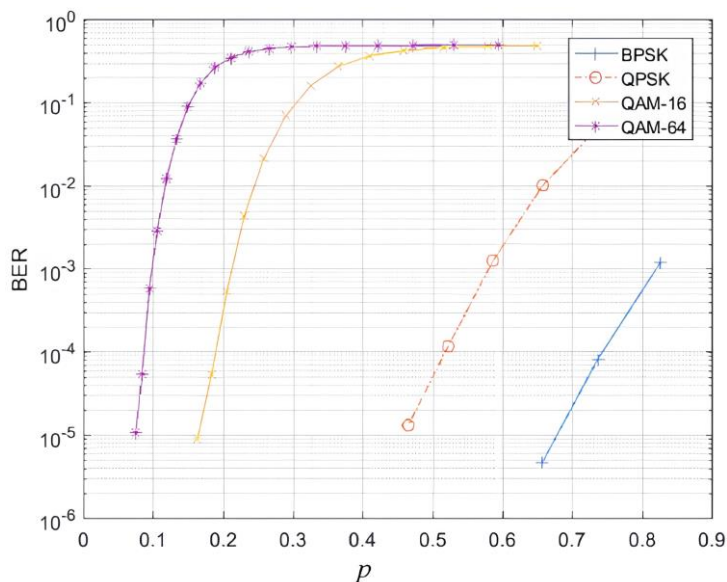


Рисунок 3.5 – Вероятность битовой ошибки от порогового значения

Массив номеров индексов модуляций определяется исходя из условий, представленных в формуле (3.21):

$$P_n(i) = \begin{cases} 4, R_n(i) \leq p_1 \\ 3, p_1 < R_n(i) \leq p_2 \\ 2, p_2 < R_n(i) \leq p_3 \\ 1, p_3 < R_n(i) \leq p_4 \\ 0, p_4 < R_n(i) \end{cases} \quad (3.21)$$

В представленном примере нумерация видов модуляций идет от 1 до 4 в порядке возрастания индекса модуляции. Значение «0» соответствует диапазонам поднесущих, которые запрещены для передачи данных.

После того, как выполнено назначение индексов модуляции, полученный массив должен быть отправлен на передающую сторону по надежному, более помехозащищенному служебному каналу передачи данных. Кроме того, данный массив поступает в блок приема информационных данных для верной демодуляции информационных сообщений.

3.5 Моделирование технологии расширения спектра с разными длинами кодирующей последовательности

Моделирование системы связи с целью определения эффективности использования технологии расширения спектра в канале с АБГШ осуществлялась в программном пакете MATLAB. Первоначально задача сводилась к необходимости определиться с типом кодирующей последовательности и ее длиной.

На рисунок 3.6 представлена структурная схема моделирования [41].

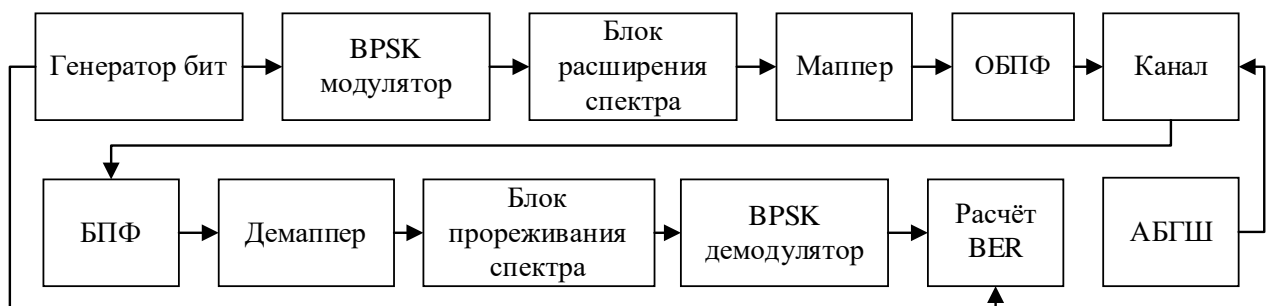


Рисунок 3.6 – Структурная схема моделирования

Канал с аддитивным белым гауссовским шумом является наиболее распространённой моделью канала, используемой при расчёте и моделировании

систем передачи информации. Данный вид шума характеризуется равномерной спектральной плотностью мощности в диапазоне всех частот, нормальным распределением и аддитивным способом воздействия, то есть суммированием с полезным сигналом [42].

Генератор бит формировал последовательность нулей единиц с равновероятным законом распределения.

BPSK модулятор выполнял преобразование битовой последовательности в последовательность символов модуляции, которая для BPSK модуляции представляла собой биполярный код, то есть имела два значения «+1» и «-1».

Алгоритм расширения спектра в передающей части и обработка в приёмной выполнялось согласно описанию, приведенному в подразделе 3.1.

Основные характеристики сигнала при моделировании приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Характеристики сигнала

Параметр	Значение
Модуляция поднесущих	BPSK
Размер преобразования Фурье	1024
Число используемых информационных поднесущих	823
Защитный интервал	200 отсч. (10%)

Для формирования OFDM системы дополнительно включены были следующие процедуры: маппинг и демapping, прямое и обратное быстрое преобразование Фурье.

На рисунок 3.7 представлен спектр формируемого OFDM-символа.

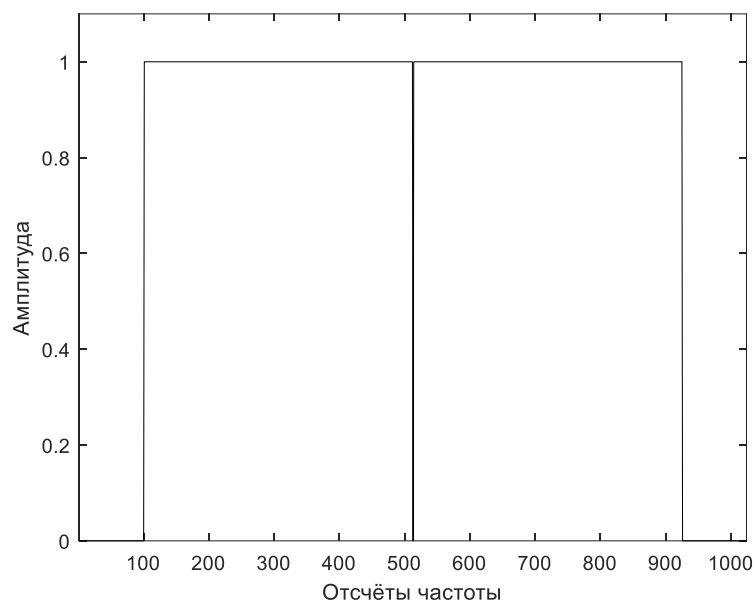


Рисунок 3.7 – Спектр OFDM символа

При выполнении моделирования были проверены различные виды кодов, обладающих разными автокорреляционными свойствами. В таблице 3.2 указаны исходные данные для моделирования кодирования с использованием M-последовательности [43].

Таблица 3.2 – Исходные данные

Длина кода	Тип модуляции	Код расширения
2	BPSK, QPSK	Уолша 2 (1 -1)
4	BPSK	Уолша 4 (1-1-11) Баркера 4 (111-1) ПСП 4 (1-111)
	QPSK	Уолша 4 (1-1-11)
8	BPSK, QPSK	Уолша 8 (1-1-111-1-1)

На рисунке 3.8, 3.9 и 3.10 представлены результаты моделирования.

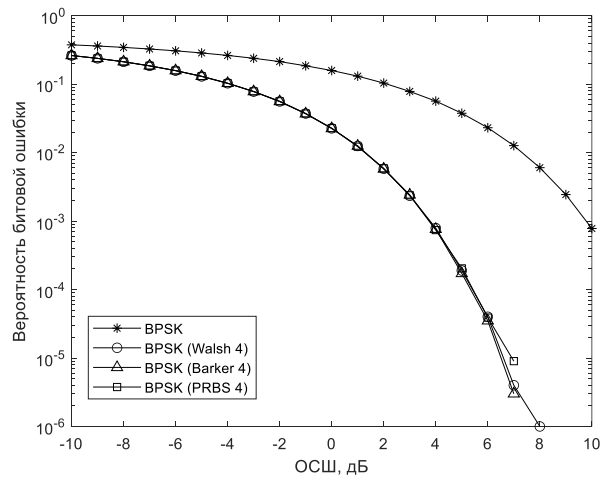


Рисунок 3.8 – BPSK с разными типами кодовой последовательности с длиной 4

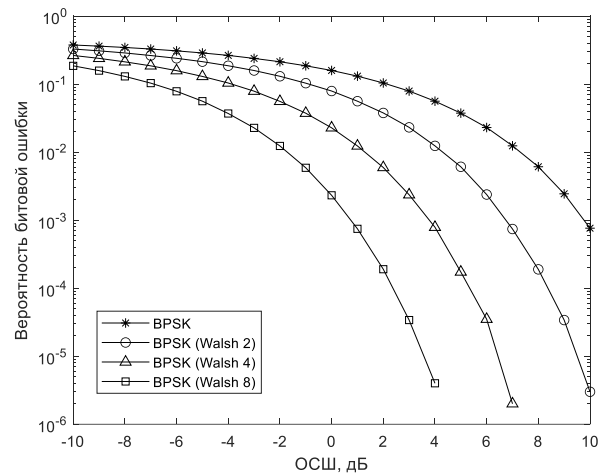


Рисунок 3.9 – BPSK с разными длинами кодовой последовательности Уолша

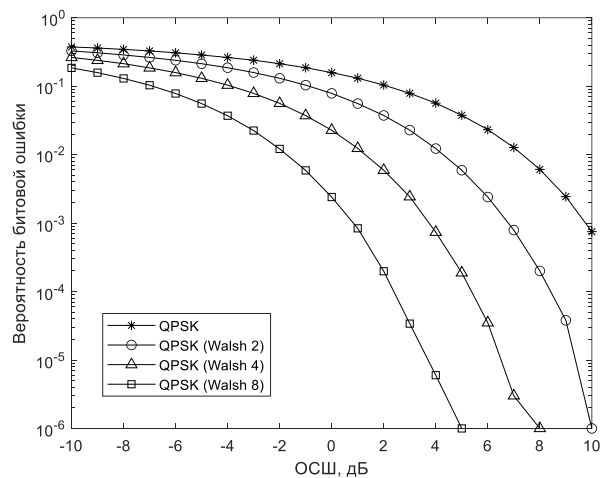


Рисунок 3.10 – QPSK с разными длинами кодовой последовательности Уолша

Проанализировав графики, представленные на рисунках 3.8–3.10, можно сделать вывод, что использование различных кодов не влияет на

помехозащищенность системы. Это объясняется тем, что при декодирование корреляционным методом используется только значение максимума, которое зависит только от энергии кодирующей последовательности, которая в свою очередь зависит от длины, а не от типа последовательности. Вследствие этого коды Уолша, Баркера и М-последовательности одинаковых длин дали одинаковый результат. На помехозащищенность системы оказывала влияние только длина используемых кодов.

Способ расширения спектра посредством М-последовательности обеспечивает снижение вероятности битовой ошибки при передаче сигналов в канале с АБГШ. Прирост помехоустойчивости составляет порядка 2 дБ при увеличении длины расширяющей последовательности в кратное степени двойки раз. Это подтверждают результаты моделирования, приведённый выше. Однако, следует отметить, что пропорционально уменьшается скорость передачи данных. Но тем не менее в PLC канале использование подхода расширения спектра позволит использовать поднесущие с очень низким ОСШ, что в целом увеличит спектральную эффективность системы.

3.6 Моделирование методов адаптивной модуляции

Моделирование методов адаптивной модуляции также выполнялось в программном пакете MATLAB. Целью моделирования являлась определение эффективности реализации методов адаптивной модуляции в канале с условиями приближенными к реальным для случая передачи данных по линиям электропитания. Для достижения поставленной цели необходимо было реализовать следующие задачи:

1. Реализовать наилучший из рассмотренных методов адаптивной модуляции.
2. Реализовать предложенный метод адаптивной модуляции
3. Реализовать модель системы передачи данных с OFDM модуляцией
4. Реализовать или использовать готовые апробированные модели PLC канала.

Функциональная схема модели приведена на рисунке 3.11.

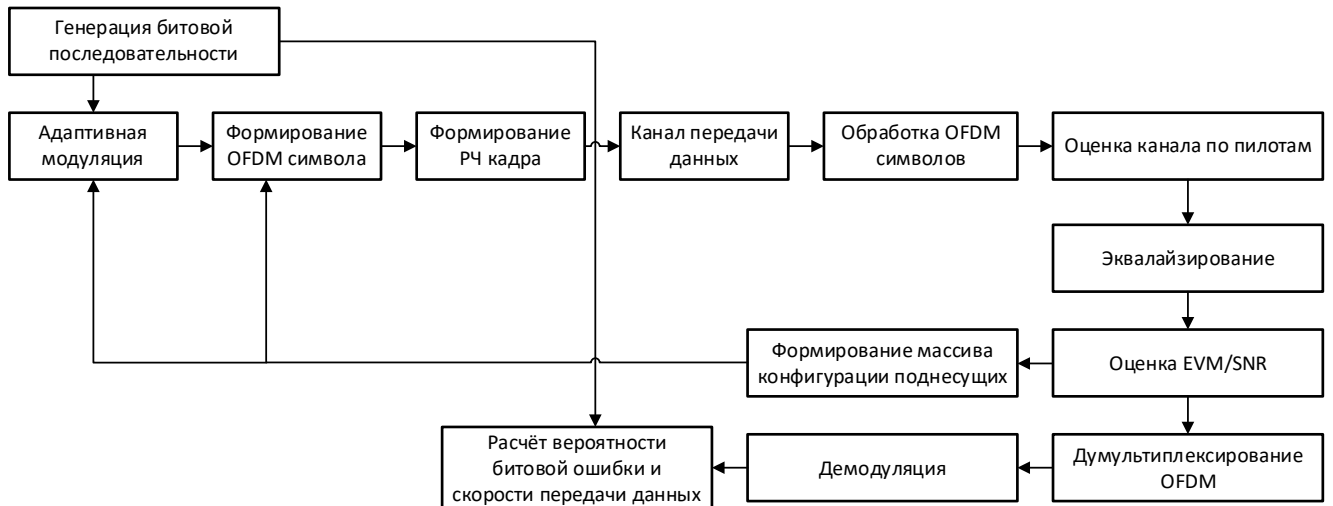


Рисунок 3.11 – Функциональная схема модели

Входные параметры модели приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Входные параметры модели

Параметр	Значение
Размер преобразование Фурье, отсч.	1024
Полоса сигнала, МГц	30
Защитные интервалы, отсч.	200
Шаг пилотов, отсч.	7
Тип модуляции поднесущих	QPSK, BPSK, BPSK с расширением спектра 2, 4
Канал передачи	Многолучевость, АБГШ с динамически изменяющимся уровнем (5–20 дБ)

Имитация случайного информационного потока осуществлялась посредством встроенного в MATLAB генератора псевдослучайной последовательности, имеющей равновероятный закон распределения.

Были реализованы два метода адаптивной модуляции: предложенный в подразделе 3.4 и наиболее подходящий для сравнения метод описанный в [34] (по фамилии первого автора Volinth).

Формирование OFDM модуляции выполнялось согласно заданному массиву конфигурации поднесущих, который определялся в результате оценки канала передачи данных и содержал информацию об используемых индексах модуляции.

Канал передачи информации по сетям электропитания моделировался согласно известному исследованию представленному в [44]. Моделирование в MATLAB было реализовано с помощью открытых программных модулей, которые выложены в свободный доступ авторами статьи. Используемый программный код представлял собой генератор реалистичных импульсных характеристик PLC канала. Полученные импульсные характеристики имели Райсовское распределение, что соответствует многолучевой модели распространения сигнала с наличием прямой видимости. Дополнительно в канал передачи данных добавлялся шум с периодически изменяющимся уровнем в диапазоне от 5 до 20 дБ. Подобный характер изменения уровня шума, характерный для PLC-канала, был подробно рассмотрен в разделе 2.2.

Приём сигнала осуществлялся в условиях наличия ошибки по времени не более 20% от длительности интервала дискретизации и ошибки по частоте не более 10% от интервала между поднесущими.

Оценка канала передачи выполнялась согласно подразделу 3.3 методом наименьших квадратов с целью последующего эквалайзирования спектра сигнала в виду многолучевого характера распространения сигнала [45].

Далее в зависимости от реализуемого метода адаптивной модуляции рассчитывалось значение SNR или EVM для каждой поднесущей.

Дальнейшая обработка сигнала соответствует описанию в подразделе 3.4.

Для того чтобы сравнить между собой предложенный и известный метод при равных условиях первоначально были заданы одинаковые пороги переключения модуляций для каждого из методов. Пороги выбирались согласно заданной вероятности битовой ошибки равной 0,02 (рисунок 3.12).

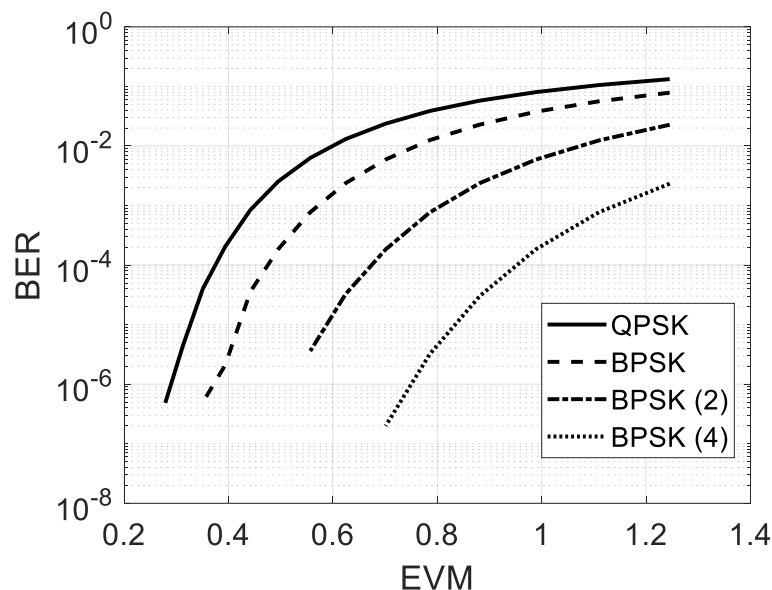


Рисунок 3.12 – Кривые зависимости BER от EVM

Значение выбранных порогов представлены в таблице 3.4.

Таблица 3.4 – Пороги переключения модуляций для предлагаемого и известного методов

Вид модуляции	Пороговое значение	
	Предложенный метод	Метод Bolinth
QPSK	0,5	0,5
BPSK	0,9	0,9
BPSK2	1,3	1,3
BPSK4	1,7	1,7

Для сравнения рассматриваемых методов для каждого из них были получены следующие зависимости:

- зависимости вероятности битовой ошибки от среднего значения отношения сигнал-шум в канале, полученные в результате моделирования системы передачи данных с использованием предложенного и уже существующих методов адаптивной модуляции при равных пороговых значениях и условиях в канале;
- зависимости скорости передачи данных от среднего значения отношения сигнал-шум в канале, полученные в результате моделирования системы

передачи данных с использованием предложенного и уже существующих методов адаптивной модуляции при равных пороговых значениях и условиях в канале.

Полученные в результате моделирования зависимости представлены на рисунках 3.13 и 3.14.

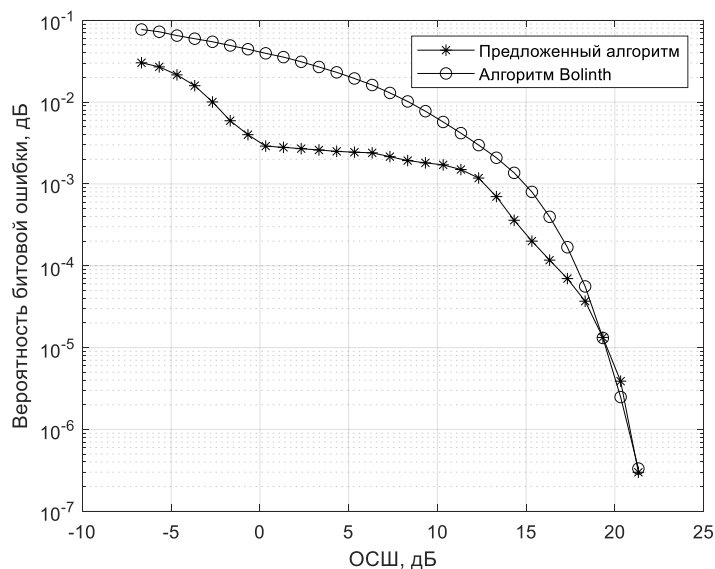


Рисунок 3.13 – Вероятность битовой ошибки от ОСШ (при равных порогах)

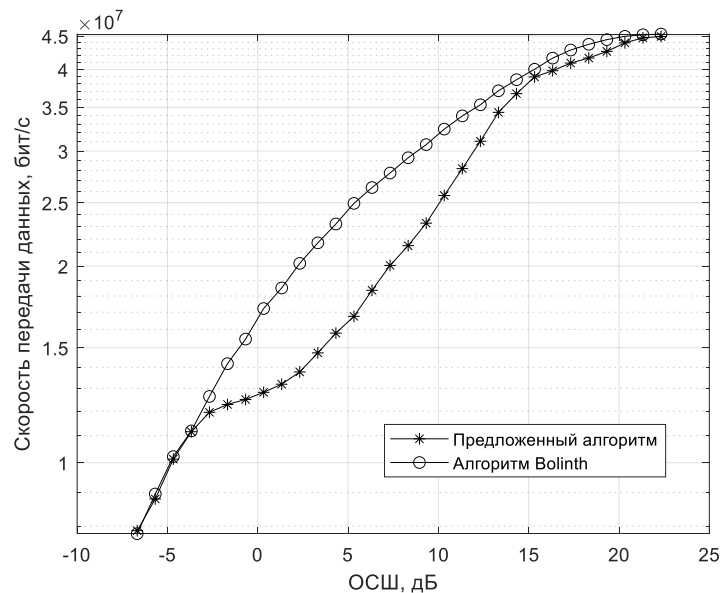


Рисунок 3.14 – Скорость передачи данных от ОСШ (при равных порогах)

Из графиков, представленных на рисунках 3.13 и 3.14, видно, что метод Bolinith не обеспечивает заданную вероятность битовой ошибки в диапазоне от 0 до 12 дБ, в то время как предложенный метод удерживает значение BER ниже уровня заданного порога, за счёт уменьшения скорости. Так как метод Bolinith не

обеспечивает заданную величину BER, то в данном случае, при условии равных пороговых значений переключения модуляций, невозможно оценить эффективность предложенного метода относительно уже известного.

Для того чтобы оценить эффективность предлагаемого метода при равных характеристиках вероятности битовой ошибки от отношения сигнал шум для исследуемых методов были подобраны пороги для метода Volinth таким образом, чтобы их характеристика при низких отношения ОСШ совпадали [46]. Выбранные порги представлены в Таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Пороги переключения модуляций для предлагаемого и известного методов для второго случая

Вид модуляции	Пороговое значение	
	Предложенный метод	Метод Bolinth
QPSK	0,5	0,3
BPSK	0,9	0,5
BPSK2	1,3	0,7
BPSK4	1,7	1,1

Результаты сравнения методов во втором случае представлены на рисунках 3.15 и 3.16.

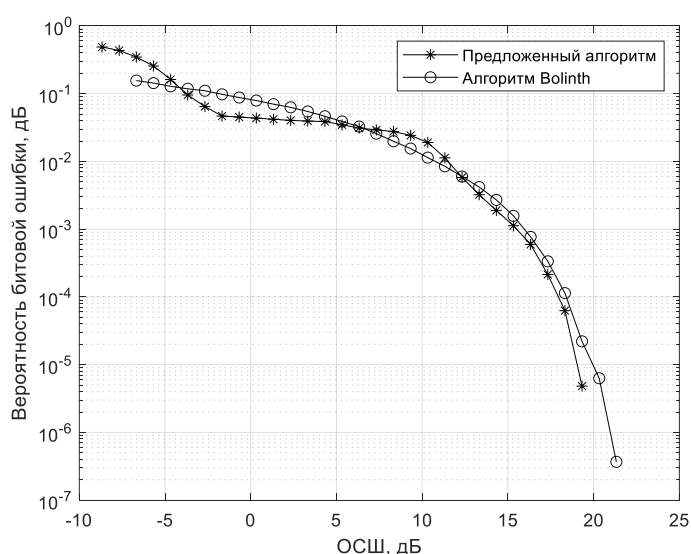


Рисунок 3.15 – Вероятность битовой ошибки от ОСШ (при неравных порогах)

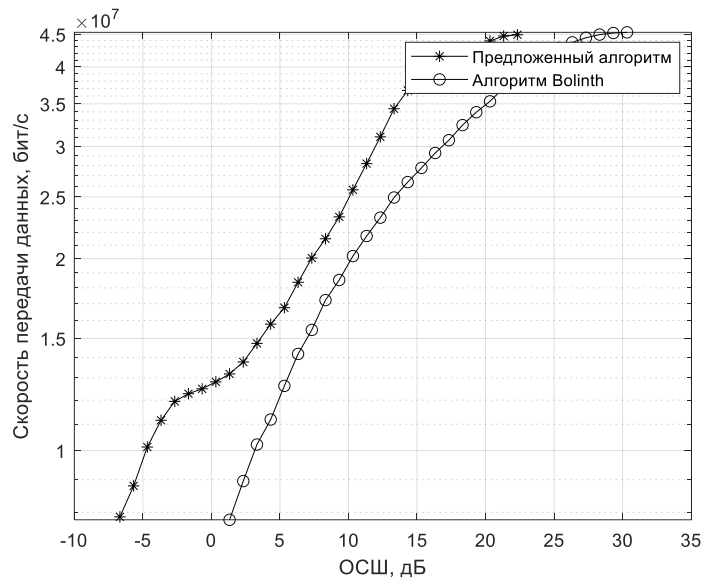


Рисунок 3.16 – Скорость передачи данных от ОСШ (при неравных порогах)

На рисунке 3.15 видно, что при порогах, указанных в таблице 3.4, оба метода обеспечивают сравнительно одинаковые характеристики по вероятности битовой ошибки в диапазоне от 0 до 20 дБ. При этом скорость передачи данных, обеспечиваемая предложенным методом в диапазоне от 2 до 20 дБ в среднем в 1,2 раза больше, чем у метода Bolinith. Соответственно, можно сделать вывод, что предлагаемый метод обеспечивает в среднем до 1,2 раза большую спектральную эффективность при обеспечении равных характеристик по вероятности битовой ошибки. Также следует отметить, что предложенный метод работает при значительно более низких ОСШ: для метода Bolinith граничным значением стало 1 дБ, в то время как предложенный метода обеспечивает минимальную скорость при -7 дБ.

3.7 Экспериментальное исследование макета PLC системы по скорости и дальности передачи в сравнении с имеющимися рыночными аналогами

Целью эксперимента является проверка эффективности предложенного метода адаптивной модуляции в реальных условиях PLC-канала и сравнение макета PLC системы с существующими рыночными аналогами PLC-модемов по скорости и дальности связи.

Эксперимент проводился в два этапа: в рамках первого определялась максимальная дальность связи, которую можно достичь за счёт использования

технологии расширения спектра и предложенного метода адаптивной модуляции, второй – определение максимальной скорости передачи.

Этап 1. Методика проведения эксперимента

Для проведения эксперимента были приобретены модемы TP-Link 500 Mbps, для широкополосной высокоскоростной передачи, и NWEPLC-1-G3M, для узкополосной низкоскоростной.

В качестве места проведения эксперимента использовалась территория университета, на которой располагались лекционные аудитории, компьютерные классы, лаборатории и т.д. Карта проведения эксперимента приведена на рисунке 3.17. Для проведения эксперимента было выбрано рабочее время, чтобы обеспечить реально возможную нагрузку на сеть.

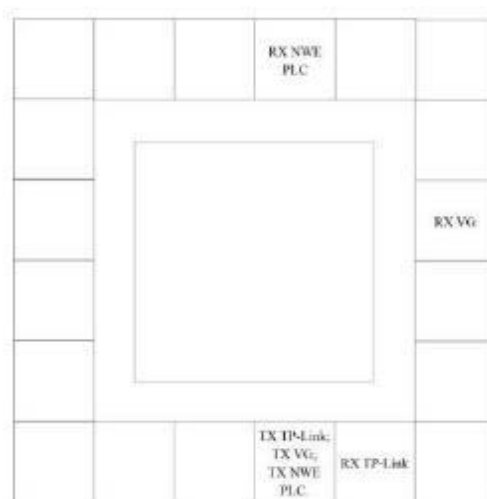


Рисунок 3.17 – Карта проведения эксперимента

Первоначально проверялась дальность связи уже готовых коммерческих решений модемов: TP-Link [47, 48]. Эксперимент проводился по схеме, представленной на рисунок 3.18.

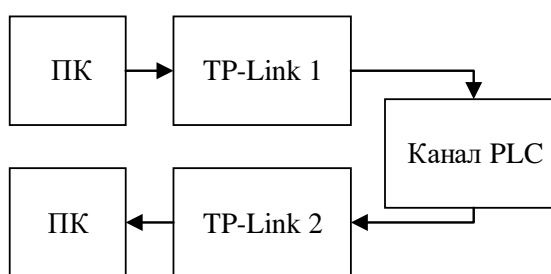


Рисунок 3.18 – Схема проведения эксперимента по определению дальности связи TP-Link модемов

Наличие связи между двумя точками регистрировалось при подключении двух устройств по PLC-каналу, после чего выполнялось измерение скорости передачи при помощи программы Iperf [49].

Положение передающего устройства в ходе проведения эксперимента было неизменно, на рисунке оно обозначено «ТХ». Места размещения приёмного устройства обозначены как «RX». На рисунке 3.17 обозначены положения на максимальной удалённости, при которой устанавливалось соединение между устройствами для разных типов модемов и макета.

Для узкополосных модемов NWEPLC-1 [50] структурная схема проведенного эксперимента повторяла схему предыдущего эксперимента (рисунок 3.19).

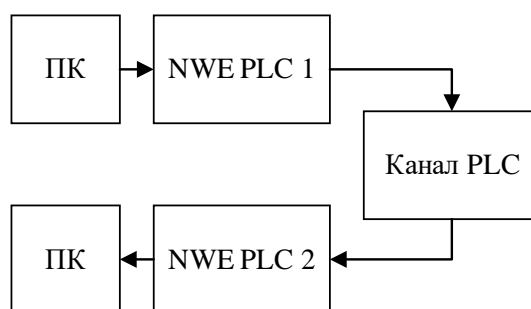


Рисунок 3.19 – Схема проведения эксперимента по определению дальности связи NWEPLC-1 модемов

Описание макета передачи данных по сетям электропитания

Для реализации передачи информации по сетям электропитания с использованием технологии расширения спектра был собран макет, структурная схема которого представлена на рисунок 3.20.



Рисунок 3.20 – Структурная схема макета передачи информации по сетям электропитания

В связи с представленным моделированием в разделе 3.1 в данном экспериментальном исследовании было решено использовать BPSK модуляцию с расширением спектра при помощи кода Уолша с длиной 4.

Макет представляет собой передающую и приемную части, в состав которых входят:

- 1) персональный компьютер, для формирования массива данных, управления алгоритмом системы связи, трафиком;
- 2) векторный генератор, который выступает в качестве формирователя сигнала и регулятора усиления;
- 3) цепь развязки и защиты от сети 220 В на приемной и передающей части;
- 4) анализатор сигналов, использующийся в качестве приемного устройства;
- 5) персональный компьютер на приемной стороне, служащий для обработки принятого сигнала.

На передающей стороне был сформирован сигнал с параметрами, представленными в таблице 3.6. При передаче выставлялась такая же мощность сигнала, какую выдавали TP-link модемы.

Таблица 3.6 – Параметры сигнала

Параметр	Значение
FFT size	1024
CP	1/16
Полоса	30 МГц
Вид Модуляции	BPSK
Расширение спектра	Уолша(4)

Результаты эксперимента первого этапа

Максимальная дальность передачи для модемов TP-Link составила 12 м. При этом учитывалась фактическая дальность связи, а не длина линии. Отсюда можно сделать вывод, что современные PLC модемы – это неплохой вариант для решения задачи организации высокоскоростной связи в пределах одного помещения. Но в случае необходимости в организации связи в офисных зданиях с большой общей

площадью, для обеспечения высокоскоростного интернета на всей территории, необходимо будет организовать сеть с большим количеством ретранслирующих устройств, что скажется на стоимости сети.

Узкополосный PLC модем позволяет организовать связь на всем этаже, но при этом обеспечивает малые скорости передачи данных.

В таблице 3.7 представлены результаты по максимальной дальности и скорости передачи для каждого из модемов.

Макет передачи информации по сетям электропитания позволил передать на максимальное расстояние 36 м при этом скорость передачи составляла 5,2 Мбит/с. В пределах одной комнаты при помощи него можно было организовать связь со скоростью 15–21 Мбит/с.

Таблица 3.7 – Результаты эксперимента

Модем	Максимальная дальность связи		Максимальная скорость передачи	
	Скорость	Расстояние	Скорость	Расстояние
TP-Link	11 Мбит/с	12 м	34–56 Мбит/с	2–4 м
NWEPLC	46 кбит/с	56 м	46 кбит/с	2–35 м
Макет	5,2 Мбит/с	36 м	21 Мбит/с	2–4 м

Этап 2. Методика проведения эксперимента

Макет системы связи для второго этапа эксперимента предполагает наличие главного устройства (устройство, по которому выполняется синхронизация сеанса связи, а также подстройка) и второстепенного (устройство, которое синхронизируется по главному и в случае потери сигнала переходит в режим постоянного приема и поиска синхронизирующей преамбулы).

Алгоритм работы макета состоит из нескольких этапов: синхронизации, оценки канала, обмена оценками и передачи информационного сигнала.

При включении в сеть главное устройство периодически в течении короткого промежутка времени отправляет в сеть преамбулу, после чего переходит в режим приема и ожидает ответ от второго устройства. Данный этап будет продолжаться пока не будет зафиксирован прием ответной преамбулы.

Второе устройство изначально находится в режиме постоянного приема до тех пор, пока синхронизирующая преамбула главного устройства не будет обнаружена. После обнаружения синхронизирующей преамбулы второстепенное устройство отправляет ответ. Временные интервалы и дальнейший алгоритм работы макета представлен в таблице 3.8.

Таблица 3.8 – Алгоритм работы PLC системы

Этап	№	Описание		Время
		Устройство 1	Устройство 2	
СИНХРОНИЗАЦИЯ	1	Передача синхронизирующей преамбулы	Ожидание синхронизирующей преамбулы	10 мс
	2	Поиск ответной синхронизирующей преамбулы	Передача ответной синхронизирующей преамбулы	10 мс
ОЦЕНКА КАНАЛА	3	Передача оценочной преамбулы	Выполнение оценки канала	5 с
	4	Выполнение оценки канала	Передача оценочной преамбулы	5с
ПЕРЕДАЧА ОЦЕНКИ	5	Передача служебной информации (массив с разрешенными поднесущими, пропускная способность канала передачи, параметр загрузки буфера)	Прием служебной информации. Расчёт интервалов приема и передачи.	10 мс

Продолжение Таблицы 3.8

	6	Прием служебной информации. Расчёт интервалов приема и передачи.	Передача служебной информации (массив с разрешенными поднесущими, пропускная способность канала передачи, параметр загрузки буфера)	10 мс
ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ	7	Передача информационного сигнала	Прием информационного сигнала. Коррекция оценочной характеристики канала в случае возникновения ошибок.	2–18 мс
	8	Прием информационного сигнала. Коррекция оценочной характеристики канала в случае возникновения ошибок.	Передача информационного сигнала	2–18 мс

В качестве места проведения эксперимента также использовался третий этаж корпуса РФТ ТУСУР. Карта проведения эксперимента приведена на рисунке 3.21. Положение главного устройства в ходе проведения эксперимента было неизменно, на рисунке оно обозначено «ГУ1». «ВУ1-10» места размещения второстепенного устройства.

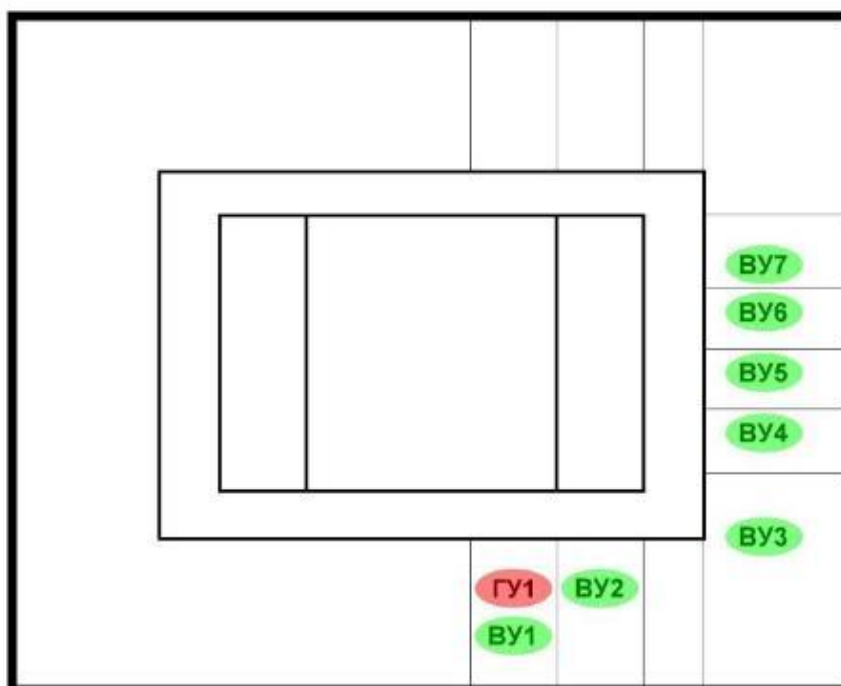


Рисунок 3.21 – Карта проведения эксперимента (корпус РТФ ТУСУР 3 этаж)

Описание макета передачи данных по сетям электропитания для второго этапа

На рисунке 3.22 представлена структурная схема макета.

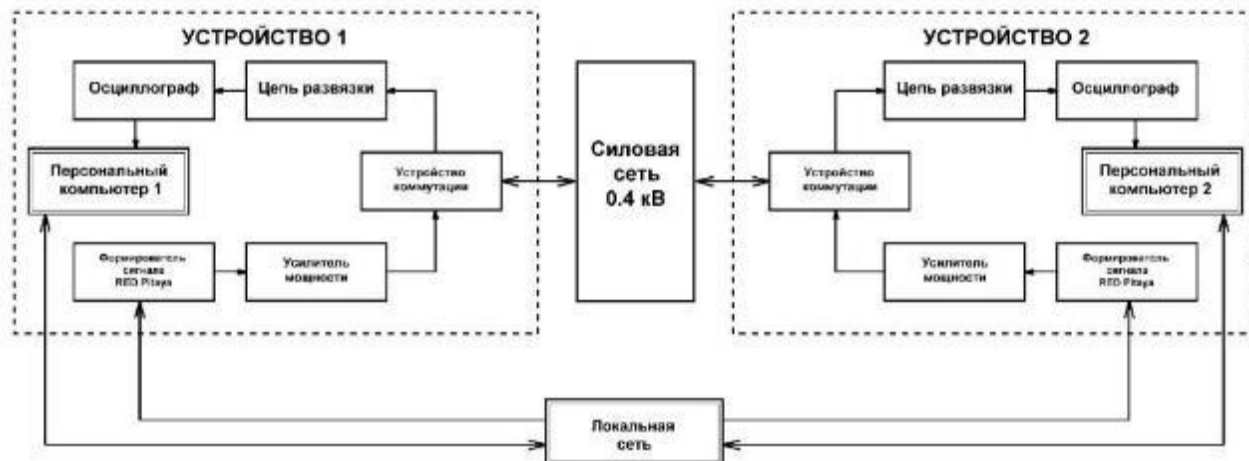


Рисунок 3.22 – Структурная схема макета

Макет представляет собой два приемо-передающих устройства, в состав которых входят:

1. Персональный компьютер, для формирования массива данных, управления алгоритмом системы связи, выполнения оценки канала и обработки сигналов;

2. Осциллограф с частотой дискретизации не менее 100 МГц и чувствительность не менее 10 мВ/дел, осуществляющий преобразование аналогового сигнала в цифровой;

3. Цепь развязки и защиты от сети 220 В;

4. Усилитель мощности необходимый для повышения уровня сигнала, поступающего с формирователя, а также служащий устройством сопряжения с силовой сетью;

5. Формирователь сигнала RED Pitaya, использующийся в качестве цифро-аналогового преобразователя.

Для передачи больших массивов служебных данных, управления формирователями сигналов RED Pitaya использовалась общая локальная сеть, организованная между двумя персональными компьютерами.

Результаты эксперимента второго этапа

Результаты проведения эксперимента приведены в таблице 3.9.

Таблица 3.9 – Результаты экспериментального исследования

Точка приёма-передачи	Канал передачи информационных данных		
	Скорость пр., Мбит/с	Скорость обр., Мбит/с	Описание
ГУ1-ВУ1	13	18–19	Стабильный безошибочный прием
ГУ1-ВУ2	8,7	12	Стабильный прием, ошибки отсутствуют
ГУ1-ВУ3	3,2–4,7	5,3–8,8	Стабильный прием, ошибки отсутствуют

Продолжение таблицы 3.9

ГУ1-ВУ4	2,7–3,8	4,8–6,7	Стабильный прием, ошибки отсутствуют
ГУ1-ВУ5	0,8–1,1	1,2–1,5	Стабильный прием, ошибки отсутствуют
ГУ1-ВУ6	-	-	Оценка канала запрещает использовать весь частотный диапазон.
ГУ1-ВУ7	-	-	Оценка канала запрещает использовать весь частотный диапазон.

В данном случае указана максимальная скорость канала в одном направлении (пропускная способность). Для случаев двухсторонней связи данная скорость будет делиться в отношении разделения каналов связи (10/10, 2/18, 4/16, 8/12 и т. д.).

Под прямой скоростью подразумевается скорость передачи данных от главного устройства к второстепенному, под обратной – скорость от второстепенного устройства к главному, соответственно.

Выводы по разделу

В данном разделе рассмотрены технология расширения спектра посредством м-последовательности и методы адаптивной модуляции, которые в случае использования технологии OFDM продемонстрировали свою эффективность. Наличие множества ортогональных поднесущих обеспечивает гибкую подстройку к изменяющимся условиям в канале. Использование технологии расширения спектра позволило ещё больше расширить диапазон используемых поднесущих в условиях низкого ОСШ, что, в свою очередь, увеличило спектральную эффективность системы. При проведении аналитического обзора на тему методов адаптивной модуляции для OFDM систем было замечено, что большинство из них

рассмотрены в контексте беспроводных систем, конкретных протоколов связи и не учитывали особенности передачи информации по сетям электропитания. Поэтому в рамках данной диссертационной работы был предложен свой подход, который с учётом особенностей наличия постоянной составляющей, импульсных и узкополосных помех в канале передачи реализует оценку канала, накопление, статистическую обработку и принятие решения. Согласно представленным выше результатам было сформировано положение 1.

Результаты, представленные в данном разделе, были опубликованы в журнальной статье [30] и апробированы на международной конференции молодых специалистов EDM 2022 [51]. Получен патент на изобретение «Способ адаптивной модуляции для систем связи, использующих сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием» № 2739940 (Приложение А). Также имеется акт внедрения представленных в разделе технических решений на предприятии ООО НПК «Техника дела» (Приложение Б).

4 Полнодуплексная PLC система

Как уже говорилось, полнодуплексная PLC система подразумевает одновременную передачу и прием информации в одной полосе частот без временного и частотного разделения. Данная технология зарекомендовала себя как кандидат в беспроводные сети 6-го поколения (6G), однако также она может быть применена в системах передачи информации по сетям электропитания [52, 53].

Существует сложность реализации данной технологии, заключающаяся в том, что при приеме полезного сигнала в локальный приемный тракт проникает "сигнал-помеха", который также называют эхо-сигналом. Происходит это потому, что передача и прием данных производится одновременно в одной полосе частот и приемный канал открыт для сигнала собственного передатчика [53]. Расстояние между приемным и передающим трактами одного устройства намного меньше расстояния между собственным приемным и удаленным передающим трактом другого устройства. Из-за этого мощность сигнала-помехи значительно превышает мощность полезного сигнала. Это создает затруднение для обработки полезного сигнала, поэтому для максимально эффективной работы полнодуплексной системы связи, необходимо чтобы уровень сигнала помехи был сопоставим с уровнем теплового шума в приёмном тракте, для этого развязка между приемным и передающим трактами каждого приемо-передающего пункта должна составлять порядка 80 дБ [54]. В связи с этим в полнодуплексных системах связи применяют методы аналоговой и цифровой компенсации сигнала собственного передатчика [55]. На рисунке 4.1 приведена обобщенная структурная схема PLC системы передачи информации, работающей в полнодуплексном режиме.

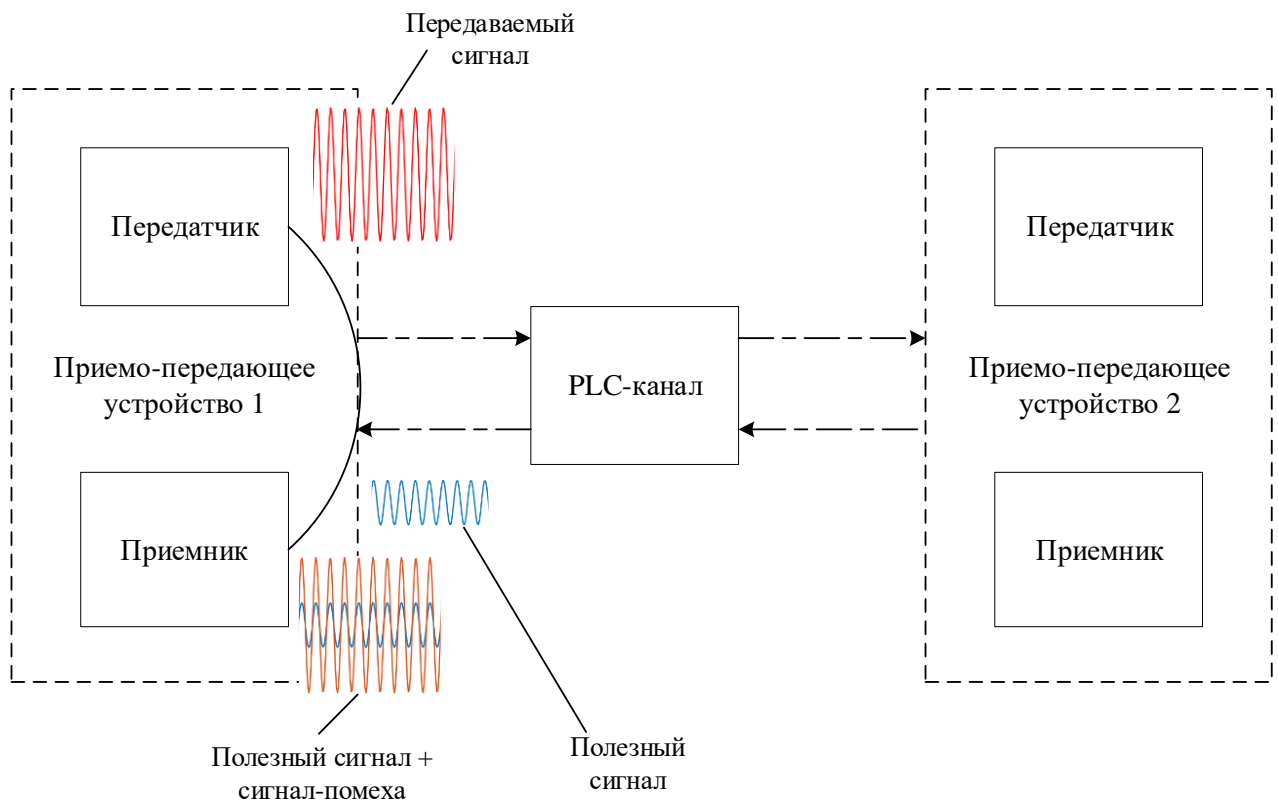


Рисунок 4.1 – Обобщенная схема полнодуплексной передачи данных

Следует отметить, что подходы к реализации компенсации сигнала-помехи известны очень давно и применяются в телефонных линиях [56] и модемах цифровых абонентских линий (DSL) [57, 58]. Однако существующие готовые решения затрагивают только узкополосные системы передачи, в которых реализовать подавление сигнала-помехи гораздо проще.

На рисунке 4.2 представлена обобщённая структурная схема, поясняющая этапы обработки сигналов в приемном канале полнодуплексной PLC системы, которая в общем случае может включать в себя схемы аналоговой и цифровой компенсации [59].

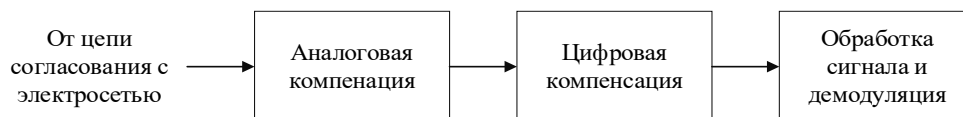


Рисунок 4.2 – Общая концепция построения полнодуплексной системы передачи данных по сети электропитания

Полезный сигнал и сигнал-помеха поступают в приёмный тракт от цепи согласования с электросетью, которая обеспечивает высоковольтную

гальваническую развязку приемного и передающего трактов, а также согласование с приблизительным импедансом электросети [60].

Система аналоговой компенсации необходима для подавления прямого сигнала передатчика, поступающего в приемный канал, цифровая компенсация используется для подавления сигналов, вызванных многолучевым распространением сигналов между передающим и приемным каналом, а также дополнительной компенсации остатка эхо-сигнала. Более подробно о каждом этапе рассмотрим далее.

4.1 Описание методов аналоговой компенсации в PLC системах

Формирование сигнала компенсации происходит до блока аналогового-цифрового преобразователя (АЦП), при этом сигнал компенсации должен быть идентичен "сигналу помехи", но в противофазе.

Существуют разные подходы для реализации аналоговой компенсации. Приведем описание основных из них [61].

На рисунке 4.3 приведена схема аналоговой компенсации с использованием перестраиваемого аттенюатора и фазовращателя.



Рисунок 4.3 – Схема аналоговой компенсации с использованием перестраиваемого аттенюатора и фазовращателя

Сигнал компенсации в данном методе формируется с помощью регулировки фазы "сигнала-помехи" собственного передатчика фазовращателем и ослабления его аттенюатором.

В условиях динамически изменяющейся среды главным достоинством такого метода является так называемая автоматизация системы, т.е. автоматическая подстройка значений параметров устройств приемо-передающего тракта.

Недостатками данного метода является то, что уровень компенсации "сигнала-помехи" собственного передатчика максимален на центральной частоте, при удалении от центральной частоты соответственно уровень компенсации снижается. Данный метод не подходит для компенсации широкополосных сигналов [61].

На рисунке 4.4 приведен еще один известный метод аналоговой компенсации с использованием симметрирующего трансформатора.

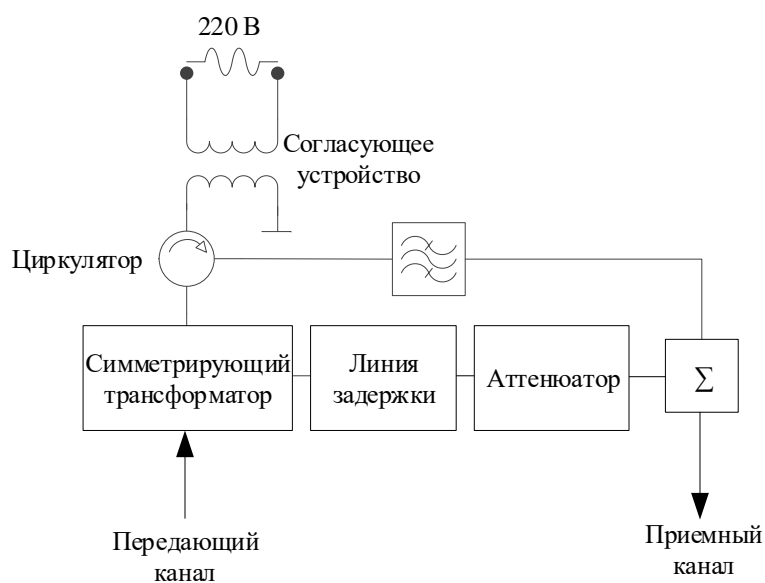


Рисунок 4.4 – Схема аналоговой компенсации с использованием симметрирующего трансформатора

Сигнал компенсации в данном методе формируется с помощью симметрирующего трансформатора, линии задержки и аттенюатора.

Симметрирующий трансформатор обеспечивает противофазность сигналов на своих выходах. Циркулятор обеспечивает дополнительную развязку между передающим и приемным каналами, а линия задержки и аттенюатор необходимы

для согласования "сигнал-помехи" с компенсационным сигналом по задержке и амплитуде.

Как и в предыдущем методе, в схеме аналоговой компенсации с использованием симметрирующего трансформатора из-за влияния электрической сети по причине многолучевого распространения сигнала компенсация "сигнала-помехи" будет осуществляться не в полной мере. Также следует отметить, что частотная характеристика симметрирующего трансформатора неидеальна, в следствии чего противофазность на выходе трансформатора обеспечивается не во всей полосе частот.

На рисунке 4.5 приведена схема аналоговой компенсации с использованием двухканального цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) [62].

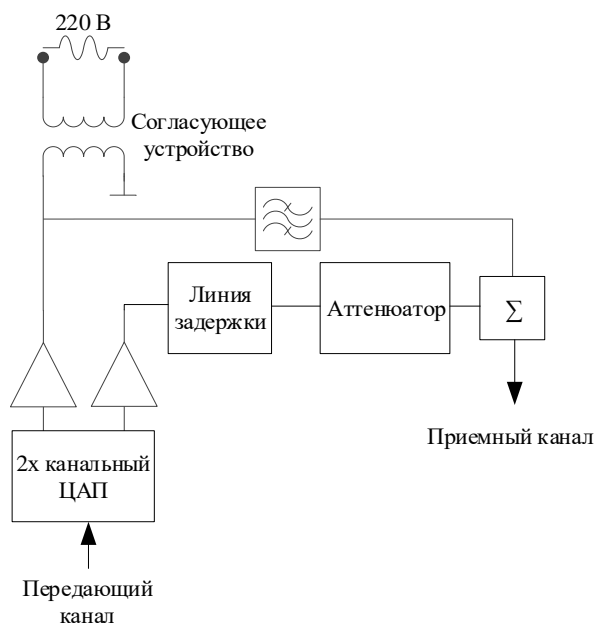


Рисунок 4.5 – Схема аналоговой компенсации с использованием двухканального ЦАП

Сигнал компенсации в данном методе формируется с помощью дополнительного канала ЦАП. Преимущество такой реализации заключается в том, что противофазность компенсирующего сигнала реализуется цифровым методом и значит нет зависимости от частоты в рабочей полосе частот системы связи.

Недостатки данного метода заключаются в следующем:

- использование двух усилителей мощности для двухканального ЦАП;
- высокие требования к идентичности усилителей.

Также в этап аналоговой компенсации входит первичная развязка приёмного и передающего трактов. В общем случае первичная развязка между приёмным и передающим трактами в беспроводной полнодуплексной системе может осуществляться посредством направленных ответвителей, циркуляторов [63, 64], симметрирующих трансформаторов [65] или пространственного разнесения антенн [66]. Очевидным является то, что для PLC систем использование ферритовых ответвителей и циркуляторов не является целесообразным в виду больших габаритов таких устройств на частотах коротковолнового (КВ) диапазона, об этом говорят авторы [67]. Симметрирующий трансформатор также является не эффективным решением для широкополосных систем передачи данных в виду их ярко выраженной селективности [68]. Изоляции приёмного и передающего трактов друг от друга посредством пространственного разнесения описано в [67]. В данной статье авторами предлагается использовать трёхпроводную линию электропередач, в которой тракты будут подключаться к разным парам линий с одним общим. Но при этом у данного метода отмечается недостаток, так как дополнительную линию уже невозможно использовать для организации MIMO режима, который поддерживают современные стандарты связи по линиям электропитания [69]. Наилучшим вариантом для первоначальной развязки трактов передатчика и приёмника являются электронные циркуляторы на базе операционных усилителей [55]. Согласно обзору проведенному в [55] данный метод обеспечивает в среднем 15–20 дБ развязки между приёмным и передающим трактами при условии идеального согласования с импедансом PLC канала передачи.

Дополнительная аналоговая компенсация состоит в вычитании из сигнала, приходящего в приёмную часть, сигнала, повторяющего передаваемый сигнал, путём формирования его в дополнительном канале ЦАП. Для беспроводных систем связи данный метод описан выше. Авторы статей [55] считают нецелесообразным использование такого дополнительного подавления в PLC в виду того, что мощность передаваемого сигнала в PLC канале ограничена -50–55 дБм/Гц [54] и подавление за счёт электронных циркуляторов достаточно для того чтобы уровень

скомпенсированного принимаемого сигнала не выходил за предел динамического диапазона АЦП. Однако в статье [70] реализация дополнительной аналоговой компенсации, выполненная путем аналоговой генерации сигнала-помехи, привела к увеличению скорости передачи данных на 14–58 % в сравнении со схемой полного дуплекса, включающую только циркулятор и цифровую компенсацию. При этом аналоговая компенсация обеспечивала уровень компенсации сигнала-помехи до 30 дБ. Для оценки сигнала-помехи использовался адаптивный фильтр, реализованный на базе метода МНК. Недостатком такого подхода к реализации аналоговой компенсации является сильная зависимость от уровня проходящего полезного сигнала, что следует из результатов моделирования в [54]. Для того чтобы скомпенсировать остаточную мощность сигнала-помехи собственного передатчика необходимо после аналоговой компенсации провести цифровую компенсацию, которая будет рассмотрена далее.

Следует отметить, что в реализации работоспособности полнодуплексной системы связи схемы аналоговой компенсации не обеспечивают требуемого уровня компенсации "сигнала-помехи" (80 дБ).

4.2 Описание цифровой компенсации в PLC системах

Для выполнения цифровой компенсации в [54] предлагается использовать адаптивные фильтры. В данной статье рассматривается фильтр, коэффициенты которого рассчитываются согласно алгоритму предложенному в [57] для цифровых телефонных линий. Адаптивная подстройка коэффициентов фильтра к условиям в канале осуществляется посредством метода наименьших средних квадратов (LMS). Функциональная схема цифровой компенсации приведена на рисунке 4.6.



Рисунок 4.6 – Функциональная схема цифровой компенсации

Расчет коэффициентов фильтра выполняется согласно формуле:

$$W(l+1) = W(l) + \mu \cdot \text{diag}(X(l)) \cdot E(l), \quad (4.1)$$

где μ — шаг LMS метода,

$X(l)$ — вектор передаваемых значений,

$E(l)$ — вектор ошибок.

Вектор ошибок рассчитывается как разница между принимаемым сигналом и сформированным компенсационным сигналом:

$$E(l) = Y(l) - \hat{Y}(l), \quad (4.2)$$

где $Y(l)$ — вектор принятых данных с АЦП,

$\hat{Y}(l)$ — вектор сигнала компенсации.

Сигнал компенсации при этом рассчитывается согласно (4.3):

$$\hat{Y}(l) = X(l) \otimes W(l), \quad (4.3)$$

где \otimes — обозначает свёртку массивов.

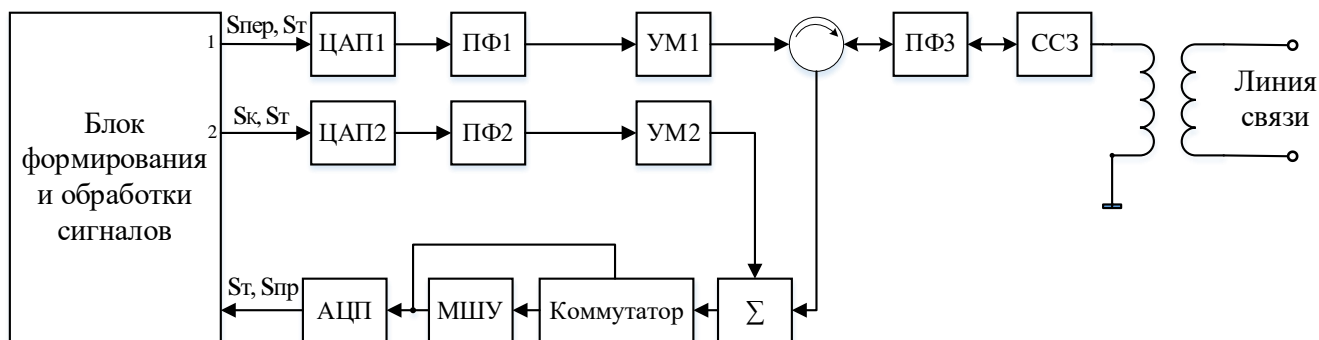
Результаты моделирования в [54] показали, что посредством цифровой компенсации с использование адаптивных фильтров можно добиться увеличения скорости в 1,5 раза в канале PLC. Однако, как уже говорилось ранее, уровень компенсации при таком подходе зависит от мощности приходящего сигнала и может падать с 62 дБ до 37 дБ. Здесь стоит обратить внимание именно на разницу в уровне компенсации сигнала-помехи, которая составляет 25 дБ. Высокие уровни подавления обусловлены характеристиками рассматриваемого канала передачи, представляющего собой домашнюю сеть с низким уровнем внутренних шумов -130 дБм/Гц.

Несмотря на то, что технология полного дуплекса, согласно проведенному обзору, уже рассматривалась рядом исследователей и предложен ряд технических и алгоритмических решений, на сегодняшний день не наблюдается внедрение данной технологии в реальных PLC устройствах. Результаты, представленные в рассмотренных статьях, в большинстве своем базируются на моделировании, а не экспериментах в реальных условиях и каналах PLC. Кроме того, за основу в рассмотренных моделях брались домашние сети PLC, характеризующихся гораздо меньшим уровнем шумов и помех нежели в случае офисных или производственных зданиях. Также ни в какой из приведённых работ не исследована зависимость эффективности предложенных методов от фазы напряжения сети, которое имеет большое влияние в канале.

4.3 Предлагаемый метод цифро-аналоговой компенсации

На основании рассмотренных в предыдущих разделах схем аналоговой и цифровой компенсации сигнала-помехи в полнодуплексной системе связи, учитывая их достоинства и недостатки был предложен подход к реализации схемы аналого-цифровой компенсации, которая представлена на рисунок 4.7.

Аналоговая часть представленной на рисунке 4.7 схемы компенсации включает в себя блоки, описанные ниже [71].



ССЗ – схема согласования и защиты;

ЦАП1 – первый цифро-аналоговый преобразователь;

ЦАП2 – второй цифро-аналоговый преобразователь;

ПФ1 – первый полосовой фильтр;

ПФ2 – второй полосовой фильтр;

УМ1 – первый усилитель мощности;

УМ2 – второй усилитель мощности;

ПФ3 – третий полосовой фильтр;

МШУ – малошумящий усилитель;

АЦП – аналого-цифровой преобразователь

Рисунок 4.7 – Аналого-цифровая схема компенсации

Схема согласования и защиты (ССЗ), представляет собой цепь, которая обеспечивает гальваническую развязку устройств приема и передачи с сетью, а также согласование с приблизительным импедансом электросети. Схема защиты гарантирует безопасную работу следующих высокочувствительных узлов приемника под воздействием различных видов импульсных помех, исходящих из сети.

Фильтр (ПФ3) не допускает перегрузки последующих чувствительных узлов приемника из-за влияния сигнала частоты сети (50 Гц) и сильных помех бытовых приборов, расположенных в диапазоне низких частот от 50 Гц до 200 кГц, и должен иметь наклон частотной характеристики не менее 160 дБ на декаду, что соответствует фильтру Баттерворта восьмого порядка и частоте среза, равной самой низкой рабочей частоте.

Электронный циркулятор (Electronics circulator) предназначен для ослабления сигнала местного передатчика на приемной стороне за счет односторонней передачи сигнала с передающего порта циркулятора на его выходной порт подключенный к электрической сети, а также передача входного полезного сигнала с порта подключенного к сети в порт приёмной части. Уровень развязки циркулятором передающего тракта от приемного должен составлять не менее 20–25 дБ.

Фильтры (ПФ1 и ПФ2) предназначены для подавления зеркального канала в спектре сигнала после цифроаналогового преобразования. Эти фильтры должны иметь спад частоты не менее 120 дБ на декаду, что является фильтром Баттерворта шестого порядка, и частоту среза, соответствующую самой высокой рабочей частоте.

Усилитель мощности широкой полосы частот (УМ1) необходим для усиления сигналов ЦАП передатчика с точки зрения мощности, чтобы обеспечить определенную дальность связи.

Усилитель мощности широкой полосы частот (УМ2) необходим для усиления сигналов ЦАП передатчика в канале компенсации для выравнивания мощности компенсационного сигнала относительно мощности эхо-сигнала.

Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) преобразует цифровой сигнал в аналоговый сигнал. Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) выполняет обратную функцию.

Сумматор выполняет сложение поступающего на его вход сигнала с канала связи с компенсирующим сигналом. Может быть реализован на операционном усилителе для наибольшей развязки между каналами слагаемых.

Для формирования "компенсационного сигнала" (S_k) необходимо провести оценку передаточной функции цепи компенсации и оценку передаточной функции приема-передающего тракта и с помощью данных оценок и заранее известного передаваемого сигнала сформировать цифровые отсчеты компенсационного сигнала (рисунок 4.7).

Метод компенсации сигнала-помехи осуществляется следующим образом: в блоке формирования и обработки сигналов происходит формирование тестового сигнала (S_T), необходимого для оценки цепи компенсации. С выхода блока формирования и обработки сигналов тестовый сигнал поступает на вход ЦАП2, с помощью которого он преобразовывается в аналоговую форму и далее сигнал проходит через ПФ2, который необходим для удаления внеполосных компонентов спектра сигнала.

Далее тестовый сигнал проходит УМ2 и поступает на вход сумматора. С выхода сумматора тестовый сигнал поступает на коммутатор и далее на вход АЦП, сигнал оцифровывается, и дальнейшая обработка осуществляется в блоке формирования и обработки сигналов. Оценка передаточной функции цепи компенсации была рассмотрена в разделе 3.3. После обработки тестового сигнала в блоке формирования и обработки сигнала, сигнал поступает на вход ЦАП1, далее сигнал уже в аналоговом виде поступает на ПФ1, с помощью которого также осуществляется удаление внеполосных компонентов спектра сигнала. После чего сигнал поступает на УМ1, где тестовый сигнал усиливается и поступает на вход циркулятора. Далее тестовый сигнал, но уже ослабленный, проходит ПФ3, блок развязки и защиты от высокого напряжения, после чего поступает в электросеть. Тестовый сигнал также поступает на вход сумматора, далее на вход коммутатора, после чего он поступает на вход АЦП, и уже дальнейшая обработка сигнала осуществляется в блоке формирования и обработки сигнала, где аналогично осуществляется оценка передаточной функции приемо-передающего тракта.

Далее в блоке формирования сигнала локального передатчика, входящего в состав блока формирования и обработки сигналов, происходит формирование передающего сигнала ($S_{пер}$), предназначенного для удаленного приемо-передающего устройства, который будет являться сигналом-помехой для приемного тракта собственного приемо-передающего устройства. После прохождения передаваемого сигнала ЦАП1, ПФ1, УМ1, сигнал поступает на циркулятор, далее передаваемый сигнал проходит ПФ3, блок развязки и защиты от высокого напряжения. Также передаваемый сигнал, который является "сигналом-

помехи" в смеси с "полезным сигналом", принятый от удаленного приемопередающего пункта поступает на вход сумматора. Параллельно с этим формируется компенсационный сигнал в блоке формирования и обработки следующим образом (рисунок 4.7): сформированный передаваемый сигнал преобразуется в частотную область с помощью быстрого преобразования Фурье и далее перемножается с ранее выполненными оценкой передаточной функции приемопередающего тракта и оценкой передаточной функции цепи компенсации. Далее осуществляется переход во временную область компенсационного сигнала с помощью обратного быстрого преобразования Фурье и инвертируем его с помощью инвертора. После с некоторой задержкой компенсационный сигнал поступает на вход ЦАП2. Также с выхода ЦАП2 компенсационный сигнал проходит ПФ2 и УМ2. В данном случае УМ2 осуществляет подстройку компенсационного сигнала по уровню "сигнала-помехи", затем компенсационный сигнал поступает на вход сумматора, где и осуществляется компенсация "сигнала-помехи". А на выходе сумматора мы уже получаем скомпенсированный сигнал, который поступает на вход МШУ, где сигнал усиливается, а далее оцифровывается в АЦП. Дальнейшая обработка принятого сигнала производится в блоке обработки сигнала удаленного передатчика входящего в состав блока формирования и обработки сигналов.

4.4 Предыскажения сигнала компенсации в полнодуплексной PLC системе

Как упоминалось ранее сигнал-помеха, поступающий на вход приемной части, представляет собой искаженный влиянием электросети сигнал местного передатчика. В связи с этим необходимо учитывать эти искажения при формировании компенсирующего сигнала. Для этих целей в цифровой части схемы компенсации предусмотрен блок предыскажений. Структурная схема, формирующая сигнал для аналоговой компенсации в цифровой части, показана на рисунок 4.8.

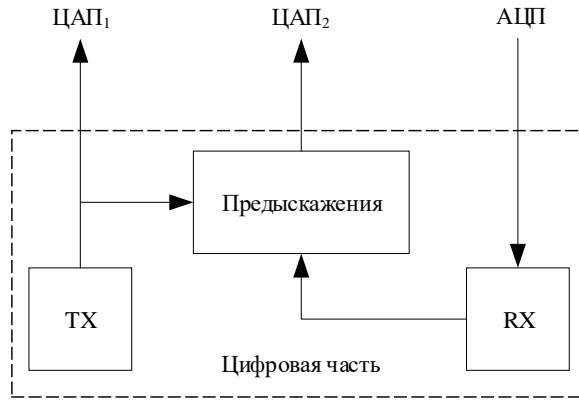


Рисунок 4.8 – Цифровая часть аналого-цифровой схемы компенсации.

Сигнал на входе сумматора при организации полного дуплекса представляет собой сумму полезного сигнала, сигнала-помехи и шума:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_K \mathbf{x}_{\text{ПС}} + \mathbf{H}_P \mathbf{x}_{\text{П}} + \mathbf{n}, \quad (4.4)$$

где \mathbf{H}_K — передаточная характеристика между парой приёмопередающих устройств;

\mathbf{H}_P — передаточная характеристика между приёмным и передающим трактами устройства;

$\mathbf{x}_{\text{ПС}}$ — полезный сигнал, передаваемое сообщение;

$\mathbf{x}_{\text{П}}$ — сигнал-помеха, сигнал от собственного передатчика прошедший приёмный тракт;

\mathbf{n} — шумовой вектор.

Оценку передаточной матрицы \mathbf{H}_P предлагается выполнять посредством алгоритма Zero forcing (ZF) [72]. Выбран данный алгоритм в виду его простоты реализации на ПЛИС.

Для того чтобы оценить \mathbf{H}_P первоначально необходимо передать преамбулу в режиме молчания без наличия полезного сигнала в канале. В этом случае принимаемый сигнал принимает вид:

$$\mathbf{y}_0 = \mathbf{H}_P \mathbf{x}_{\text{П}} + \mathbf{n}, \quad (4.5)$$

Так как передаваемый сигнал нам известен, то оценить канальную матрицу между приёмным и передающим трактом можно разделив принятый сигнал на этот

известный сигнал. Естественно, при этом к действительной канальной матрице \mathbf{H}_p добавится ошибка, обусловленная наличием шума в канале:

$$\mathbf{H}'_p = \frac{\mathbf{y}_o}{\mathbf{x}_п} + \mathbf{s}_e, \quad (4.6)$$

где \mathbf{s}_e — вектор ошибки.

После того как рассчитана оценка канала между приёмным и передающим трактами устройства для формирования сигнала компенсации выполняются предсказания, путем умножения сигнала собственного передатчика на полученную оценку канальной матрицы получаем:

$$\mathbf{s}_k = \mathbf{H}'_p \mathbf{x}_{СП} + \mathbf{s}'_e. \quad (4.7)$$

Данный компенсационный сигнал подается на вычитатель в приёмный тракт:

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_{ПС} + \mathbf{H}_p \mathbf{x}_{СП} - \mathbf{s}_k + \mathbf{n}. \quad (4.8)$$

Так как действительная канальная матрица есть сумма оценочной и ошибки:

$$\mathbf{H}'_p + \mathbf{s}_e = \mathbf{H}_p, \quad (4.9)$$

то можно сократить одно из слагаемых, оставив при этом только полезный сигнал:

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_{ПС} + \mathbf{n} + \mathbf{s}'_e. \quad (4.10)$$

Из формулы видно, что при обработке помимо шума в итоговом сигнале будет наблюдаться вектор ошибки, влияние которого будет зависеть от точности определения оценки.

На основе описанного выше математического расчёта на рисунке 4.9 предлагается схема блока предсказаний сигнала компенсации.

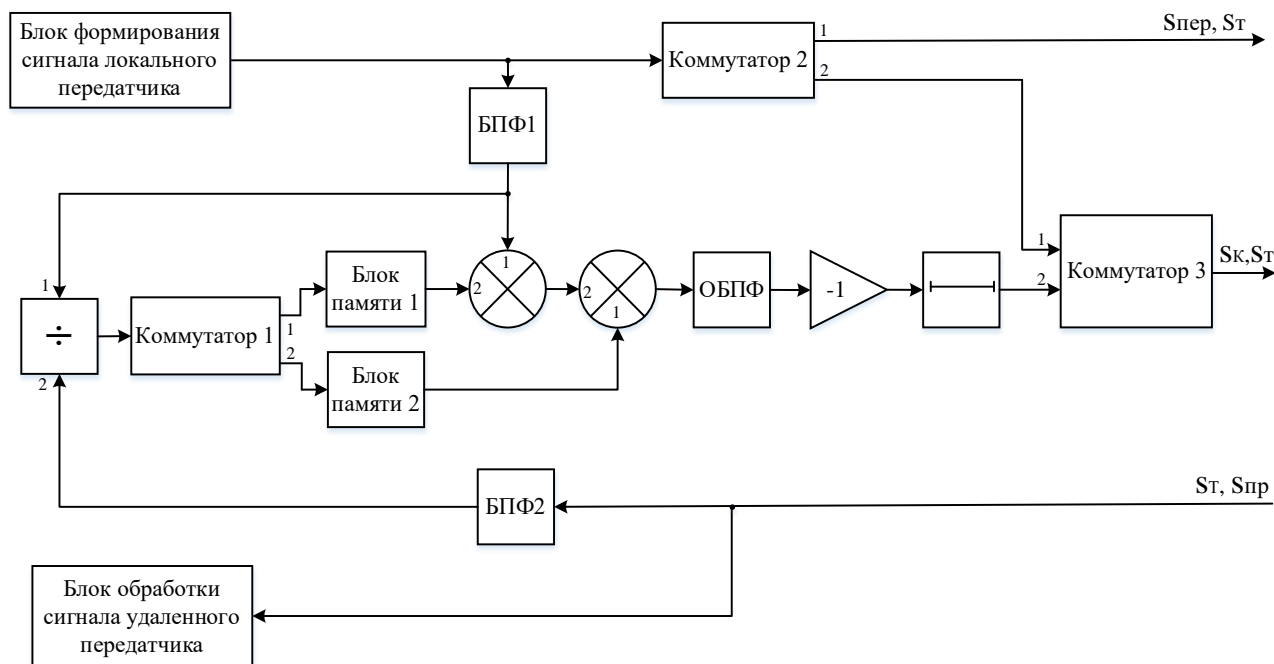


Рисунок 4.9 – Структурная схема блока предсказаний сигнала компенсации

4.5 Алгоритм обработки и формирования сигнала для полнодуплексной PLC системы

Для проверки работоспособности предлагаемых решений по реализации аналогового подавления сигнала собственного передатчика и адаптивной модуляции необходим макет PLC системы. Для его реализации были разработаны алгоритмы формирования и обработки сигналов, определяющие структуру передающей и приёмной части.

Функциональная схема передатчика информации по цепям электропитания с учетом формирования компенсационного сигнала при реализации полнодуплексной связи представлена на рисунке 4.8.

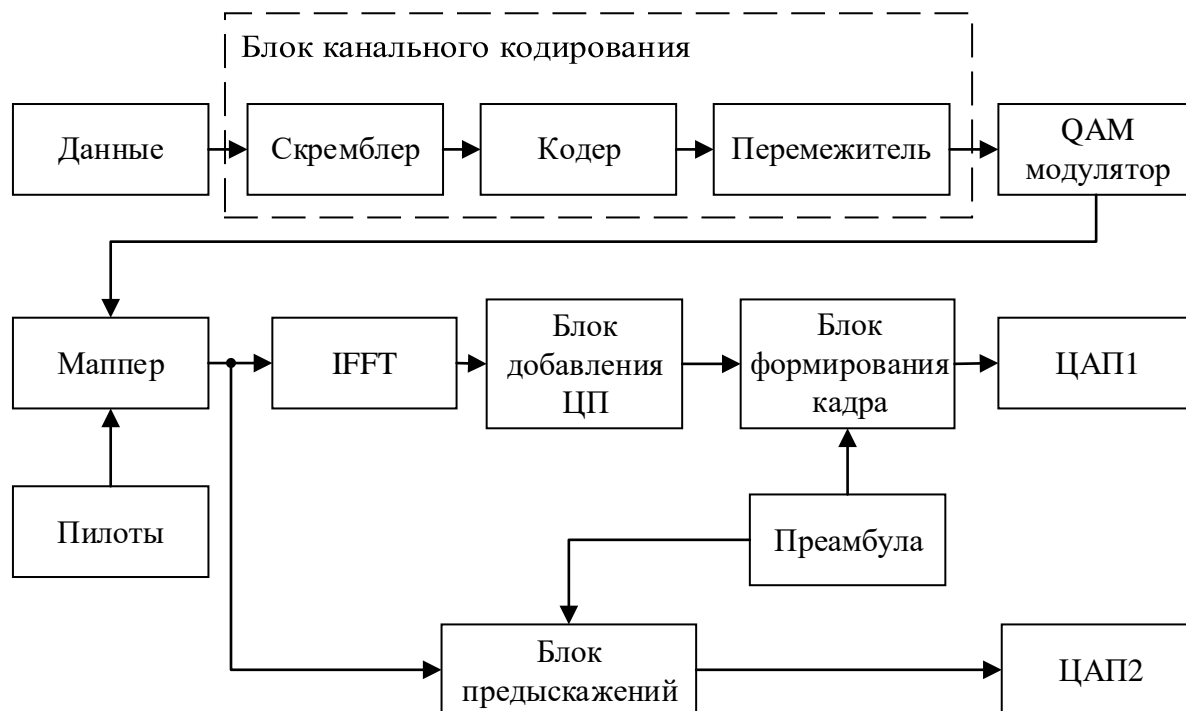


Рисунок 4.8 – Функциональная схема передающей части разрабатываемой системы передачи информации по сетям электропитания, работающей в полнодуплексном режиме без временного и частотного разделения

"Сигнал-помеха", поступающий на вход приемной части представляет собой искаженный влиянием электросети сигнал собственного передатчика, поэтому необходимо учитывать эти искажения при формировании компенсирующего сигнала. Для этих целей в цифровой части схемы компенсации предусмотрен блок предсказаний. Блок предсказаний повторяет процедуру формирования кадра для того, чтобы на выходе иметь сигнал по структуре, как и в прямом канале передачи, но с учетом искажений, вносимых цепями аналогового тракта.

Функциональная схема приемника PLC системы с учетом формирования компенсационного сигнала при реализации полнодуплексной связи представлена на рисунке 4.9.

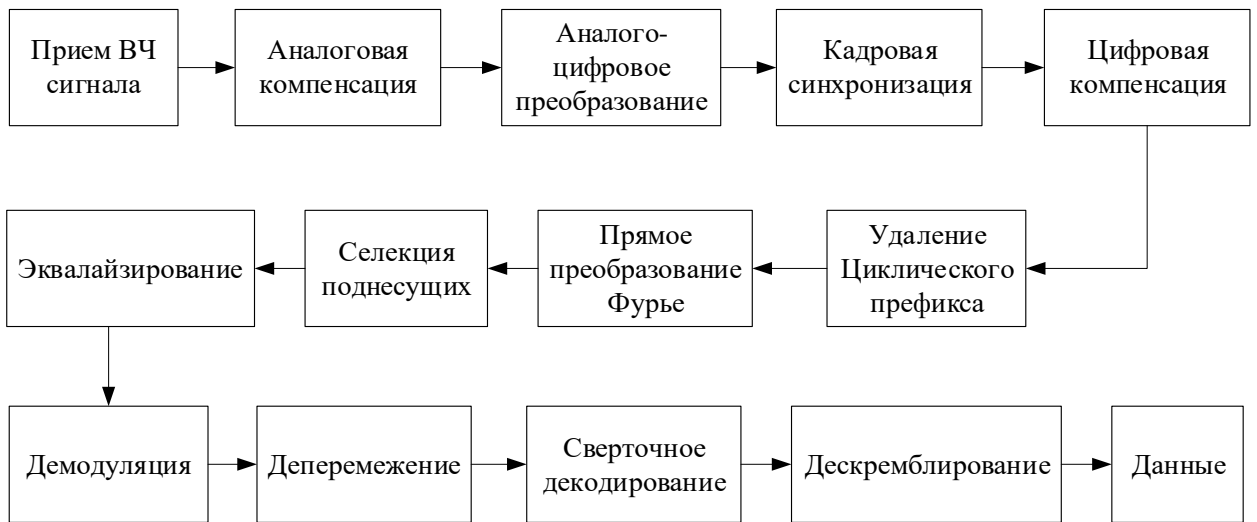


Рисунок 4.9 – Функциональная схема приемной части разрабатываемой системы передачи информации по сетям электропитания, работающей в полнодуплексном режиме без временного и частотного разделения

Блок скремблер данных придает случайное распределение передаваемой информации. Это позволяет выровнять энергетический спектр сигнала и уменьшить пик-фактор.

После процедуры скремблирования применяются помехоустойчивые коды, которые позволяют выполнять обнаружение и исправление битовых ошибок. В системах передачи данных данный блок часто представлен турбо-кодами или LDPC кодами [69, 73].

К блокам формирования сигнала относятся [74]:

- М-КАМ модулятор – принимает группы битов данных и отображает их в виде комплексного числа точки созвездия в соответствии с выбранным видом модуляции;
- формирователь OFDM символа – распределяет модулированные данные по информационным поднесущим;
- блок добавления пилотных поднесущих – с установленным шагом присваивает поднесущим определенное значение, известное на приемной стороне, с целью реализации процедуры восстановления спектра сигнала при приёме. На данном этапе сформированы все отсчёты спектра сигнала:

$$S_f = \{s_1, s_2, \dots, s_N\}. \quad (4.11)$$

где N – размер преобразования Фурье;

- блок обратного преобразования Фурье – переводит отсчеты сформированного спектра сигнала во временную область:

$$s_t = \text{IFFT}(S_f) = \{s'_1, s'_2, \dots, s'_N\}; \quad (4.12)$$

- блок добавления циклического префикса – добавляет часть временных отсчетов OFDM-символа с конца в начало:

$$s_{t,\text{ЦП}} = \{s'_{N-CP+1}, s'_{N-CP+2}, \dots, s'_N, s'_1, s'_2, \dots, s'_N\}; \quad (4.13)$$

где CP – размер циклического префикса.

В системе с OFDM предлагается использовать 256 равномерно распределенных поднесущих расположенных в полосе частот от 1 МГц до 11 МГц. Из 256 поднесущих 206 могут быть использованы для переноса информации. Средний интервал между поднесущими составляет 39 кГц. Параметры формирования OFDM символа представлены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Параметры формирования OFDM символа

Параметр	Значение
ОБПФ, отсч	256
Защитный интервал (ЗИ), отсч	50
Циклический префикс (ЦП), отсч	16
Общее количество поднесущих	206
Количество информационных поднесущих	185
Количество служебных поднесущих	21
Период следования пилотов	8

Для уменьшения влияния межсимвольной интерференции, возникающей в канале, к символу модуляции во временной области добавляется циклический префикс. Это увеличивает длительность символа, уменьшает скорость передачи, но повышает надежность передачи данных. Значение циклического префикса зависит от режима работы макета. На рисунках 4.10 и 4.11 представлена структура OFDM символа в частотной и во временной областях для случая значения циклического префикса 567.

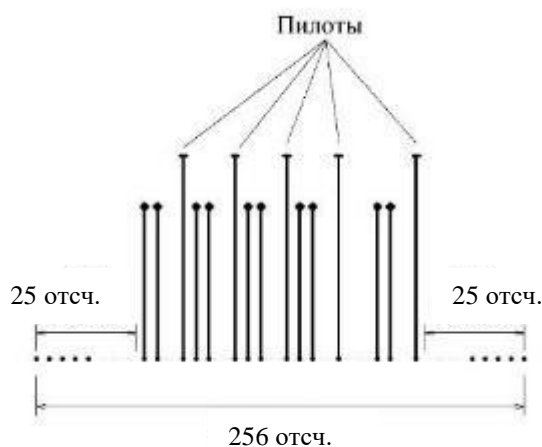


Рисунок 4.10 – Структура OFDM-символа в частотной области

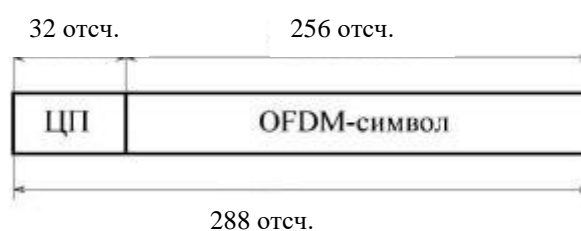


Рисунок 4.11 – Структура OFDM-символа во временной области

Система КАМ модуляции использует следующие виды модуляции: BPSK, QPSK. Следовательно, на одну поднесущую может приходиться от 1 до 2 бит бита закодированной информации.

В блоке добавления преамбулы к информационным символам добавляются символы служебных данных и преамбула, по которой выполняется синхронизация и энергетическая подстройка на приемной стороне.

Приёмная сторона выполняет обратные операции при обработке сигнала, включающие: блок удаления циклического префикса, блок БПФ, демаппер, деперемежитель, декодер и дескремблер [75]. Также для выравнивания спектра принимаемого сигнала в схему включена процедура эквалайзирования.

4.6 Разработка математической модели алгоритмов формирования и обработки сигналов полнодуплексной PLC системы

Этап моделирования является предварительным, перед разработкой макета системы передачи данных.

Для большинства систем передачи пользовательских данных достаточной вероятностью битовой ошибки (BER) на выходе демодулятора является 10^{-2} ,

10^{-3} [76], последующее применение помехоустойчивого кодирования позволяет понизить вероятность ошибки до уровня 10^{-5} . В случае полнодуплексной передачи данных без временного и частотного разделения, помимо традиционных помех в виде шума и искажений, вызванных многолучевостью, на результат демодуляции будет оказывать влияние "сигнал-помеха", а точнее его остаток, после применения алгоритмов аналоговой и цифровой компенсации.

Цель данного моделирования – определить влияние некомпенсированного остатка "сигнала-помехи" на спектральную эффективность системы передачи данных без временного и частотного разделения приёма и передачи информации, а также оценить влияние способа оценки передаточной характеристики канала на уровень подавления.

В рамках проводимого моделирования будут разработаны математические модели блока оценки канала, блока предсказаний, блока аналоговой компенсации.

Для проведения моделирования необходимо сформировать сигнал, представляющий собой OFDM-символ с характеристиками, приведенными в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Основные характеристики сигнала

Параметр	Значение
Полоса сигнала, МГц	10
Модуляция сигнала	OFDM (BPSK, QPSK)
Число отчетов преобразования Фурье	256
Интервал между пилотными поднесущими, кГц	310,2
Число используемых информационных поднесущих	206
Защитный интервал (поднесущих)	52

Спектр сформированного OFDM-символа приведен на рисунке 4.12.

В моделировании используются два вида модуляции: BPSK и QPSK. Созвездия сигналов обоих видов модуляции приведены на рисунках 4.13 и 4.14.

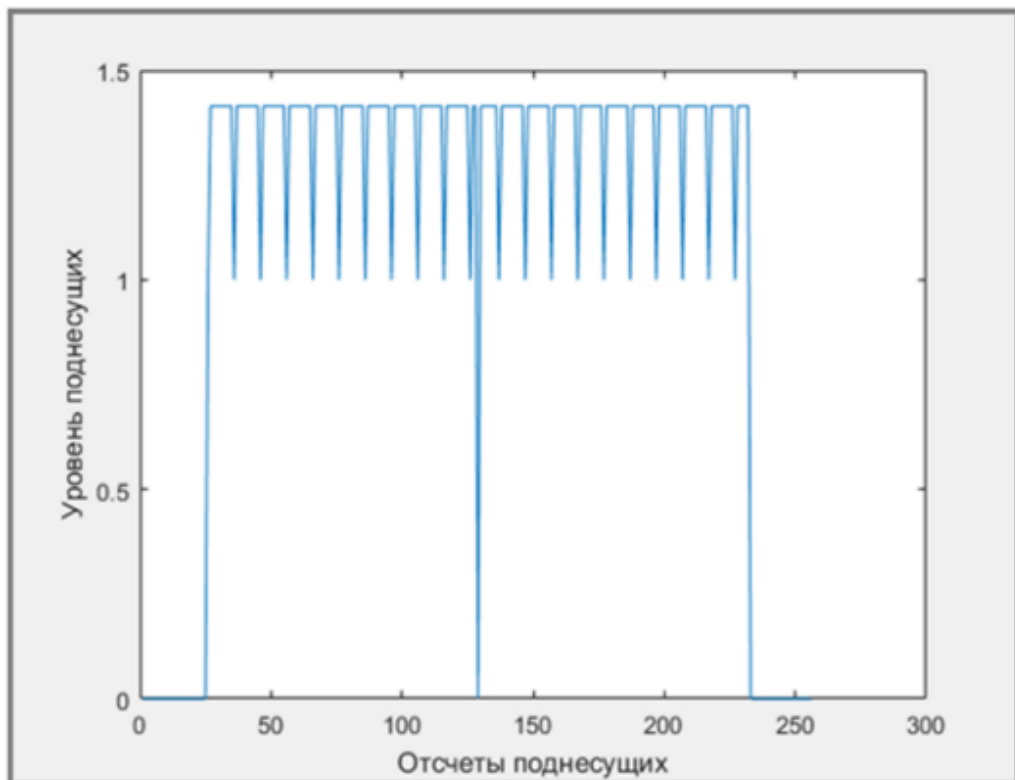


Рисунок 4.12 – Спектр OFDM-символа

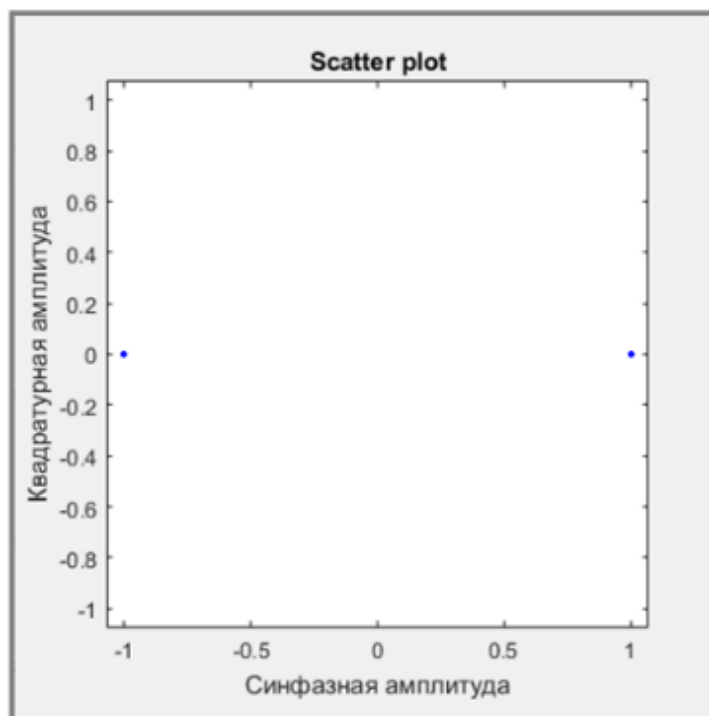


Рисунок 4.13 – Сигнальное созвездие при BPSK модуляции

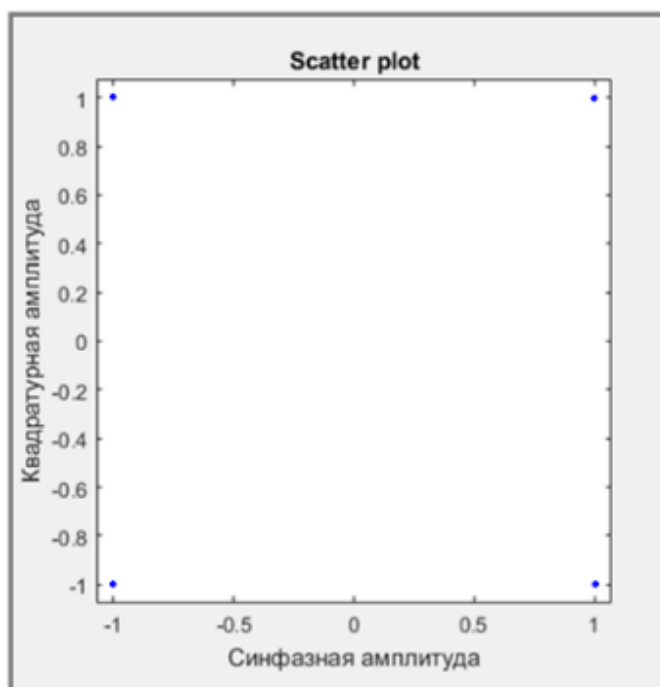
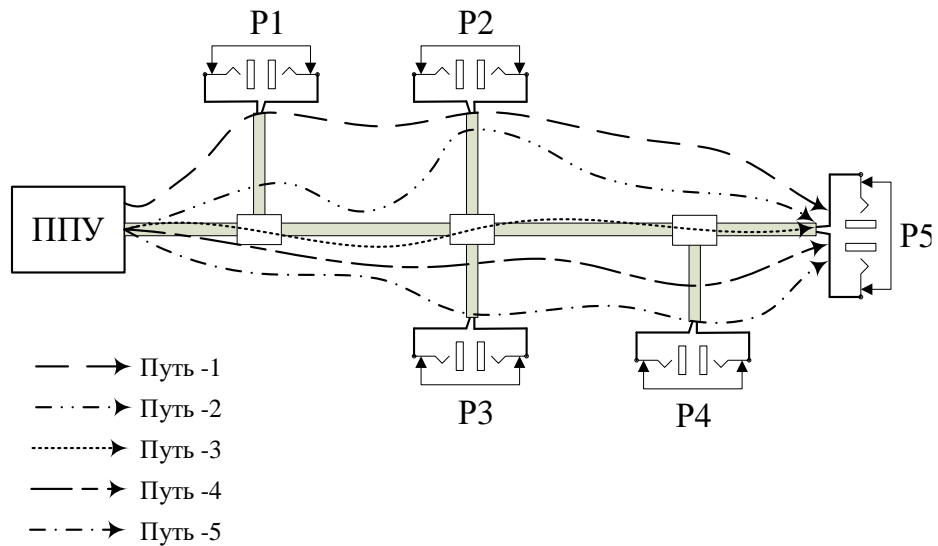


Рисунок 4.14 – Сигнальное созвездие при QPSK модуляции

На качество передачи сигнала в PLC системах большое влияние оказывает многолучевое распространение, приводящее к частотно-селективным замираниям и межсимвольной интерференции. В связи с этим моделирование системы передачи в условиях многолучевости являлось важной задачей при исследовании эффективности эхоподавления.

Обращаясь к интерпретации структурной модели PLC системы, которая установлена авторами статьи Wang в 2017 году [77], была проанализирована диаграмма влияния многолучевого распространения сигнала на канал.

Многолучевой эффект передачи "полезного сигнала" по сетям электропитания показан на рисунке 4.15.



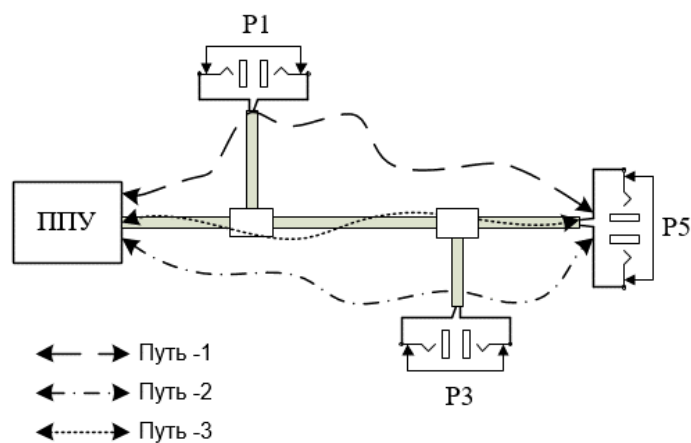
ППУ – приемно-передающее устройство;

P1, P2, P3, P4, P5 – первая, вторая, третья, четвертая и пятая розетки

Рисунок 4.15 – Структурная схема канала связи "полезного сигнала"

Из рисунка 4.15 видно, что сигнал проходит через пять разных путей от ППУ к розетке "P5". В соответствии с установленной моделью передачи сигнала по PLC-каналу был смоделирован канал полезного сигнала.

Структурная схема канала связи "сигнала-помехи" собственного передатчика приведена на рисунке 4.16.



ППУ – приемно-передающее устройство;

P1, P3, P5 – первая, третья и пятая розетки

Рисунок 4.16 – Структурная схема канала связи "сигнала-помехи"

Многолучевость сигнала, переданного по PLC каналу, может быть выражена в виде [77]:

$$L(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot A(f, d_i) \cdot e^{-j2\pi f \tau_i}, \quad (4.14)$$

где N – количество трактов;

i – представляет собой i -путь;

d_i – длина линии электропередачи;

g_i – коэффициент ослабления i -пути ($g_i \leq 1$);

$A(f, d_i)$ – коэффициент ослабления, который увеличивается с увеличением дистанции между передатчиком и приемником и частоты;

τ_i – задержка i -пути.

Задержка вычисляется по формуле:

$$\tau_i = d_i \cdot \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{c_0}, \quad (4.15)$$

где c_0 – скорость света;

ε_r – диэлектрическая проницаемость линии электропередачи.

На основании теории линий электропередачи $A(f, d_i)$ вычисляется по формуле:

$$A(f, d_i) = e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i}, \quad (4.16)$$

где α_0 , α_1 и k – параметры затухания волны (значение находится в диапазоне от 0,5 до 1).

Исходя из формулы (4.16) многолучевость сигнала, переданного по PLC каналу, можно представить в виде:

$$L(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot A(f, d_i) \cdot e^{-j2\pi f \tau_i}; \quad (4.17)$$

$$L(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} \cdot e^{-j2\pi f \tau_i}; \quad (4.18)$$

$$L(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i - j 2\pi f d_i \sqrt{\varepsilon_r} / c_0}; \quad (4.19)$$

$$L(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k - j 2\pi f d_i \sqrt{\varepsilon_r} / c_0) d_i}. \quad (4.20)$$

Параметры многолучевого канала были взяты из [77]: $\alpha_0 = 0$, $\alpha_1 = 7,8 \cdot 10^{-10}$ с/м, $k=1$, $\varepsilon_r = 3$ (диэлектрическая проницаемость пластика), $c_0 = 3 \cdot 10^8$ м/с, а остальные рассчитанные параметры приведены в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Основные параметры лучей распространения сигнала

"Полезный сигнала"			"Сигнал-помеха"		
Номер луча	Время задержки, τ_i , мкс	Коэффициент ослабления, g_i	Номер луча	Время задержки, τ_i , мкс	Коэффициент ослабления, g_i
1	0,4	0,87	1	1	0,65
2	0,7	0,78			
3	1	0,65			
4	1,4	0,57	2	1,4	0,57
5	2,1	0,49			
			3	2,1	0,49

Как говорилось ранее при моделировании канала "полезного сигнала" использовалось 5 лучей, при моделировании канала "сигнал-помехи" использовалось 3 луча.

Пропустив сигнал через многолучевой канал с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) при отношении сигнал/шум равным 40 дБ, спектр которого приведен на рисунке 4.17, а сигнальное созвездие на рисунке 4.18, видно, что демодуляция принятого сигнала приведет к большому количеству ошибок. Для восстановления спектра была проведена оценка передаточной функции канала по пилотным поднесущим и проведено эквалайзирование по среднему значению соседних пилотных поднесущих [78].

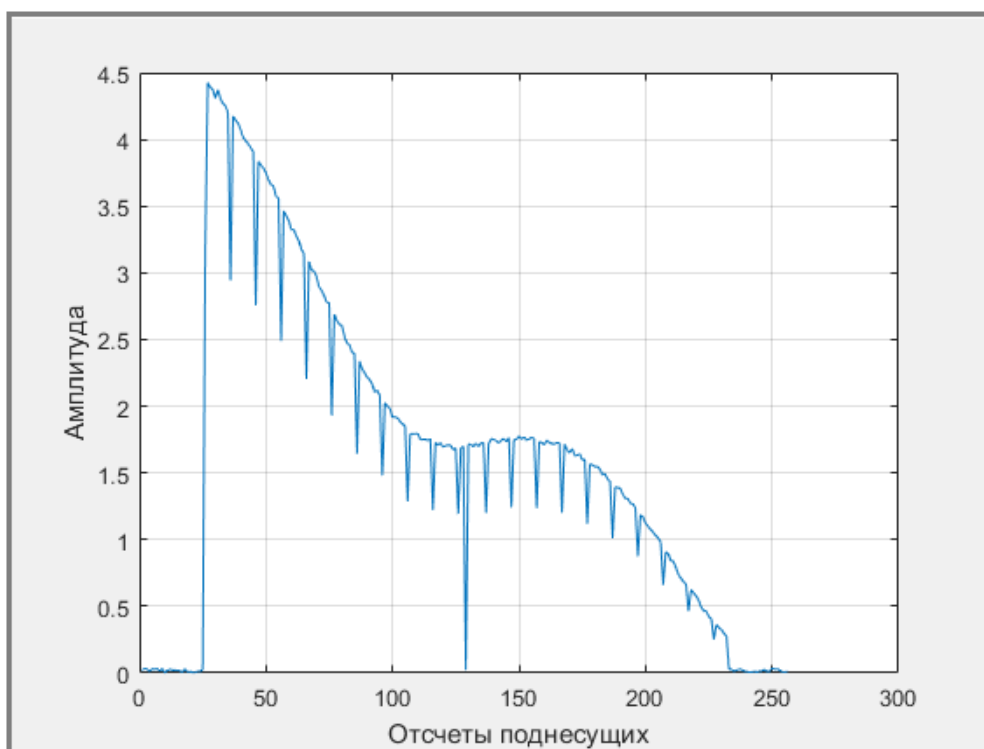


Рисунок 4.17 – Спектр "полезного сигнала", прошедшего через канал

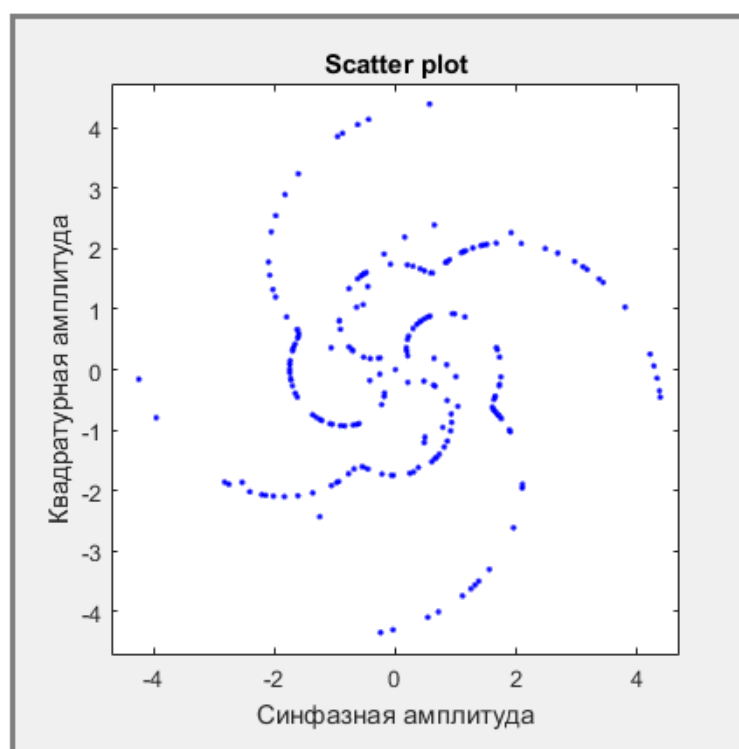


Рисунок 4.18 – Сигнальное созвездие принятого сигнала

Сигнальное созвездие восстановленного OFDM-символа приведено на рисунке 4.19.

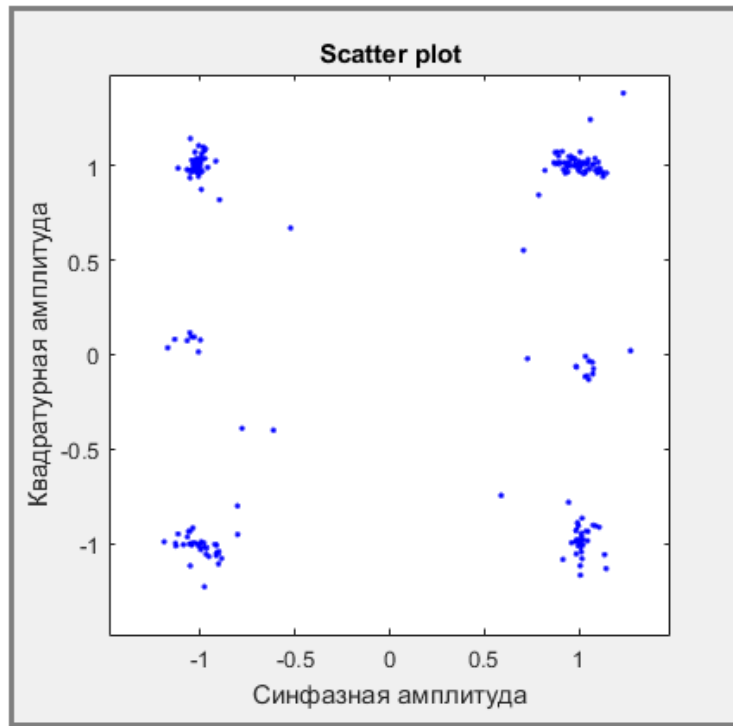


Рисунок 4.19 – Сигнальное созвездие после эквалайзирования

На приемной стороне вводился коэффициент регулировки мощности сигнала-помехи. Диапазон изменения уровня сигнала-помехи составлял от -20 дБм до уровня шума -90 дБм. Верхний диапазон был выбран исходя из того, что около 20 дБ изначальной мощности сигнала-помехи, которая была задана равной 0 дБм, будет скомпенсировано за счёт электронного циркулятора. Далее суммировались сигнал-помеха и полезный сигнал, эквалайзировался методом ZF полезный сигнал и рассчитывался MER согласно формуле (4.21):

$$\text{MER} = \frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N |(I_j - \tilde{I}_j)^2 + (Q_j - \tilde{Q}_j)^2|}, \quad (4.21)$$

где I и Q – квадратуры символов модуляции до прохождения через канал,

\tilde{I} и \tilde{Q} – квадратуры символов модуляции на приёмной стороне после компенсации сигнала "сигнала-помехи".

Для более точно определения величины MER при заданных параметрах программный код выполнялся 1000 раз для каждого отношения мощности "сигнала-помехи" к мощности "полезного сигнала", после чего рассчитывался

средний MER по всем итерациям. С помощью коэффициента регулировки уменьшалась мощность "сигнала-помехи" по отношению мощности "полезного сигнала". На рисунке 20 представлен результат моделирования.

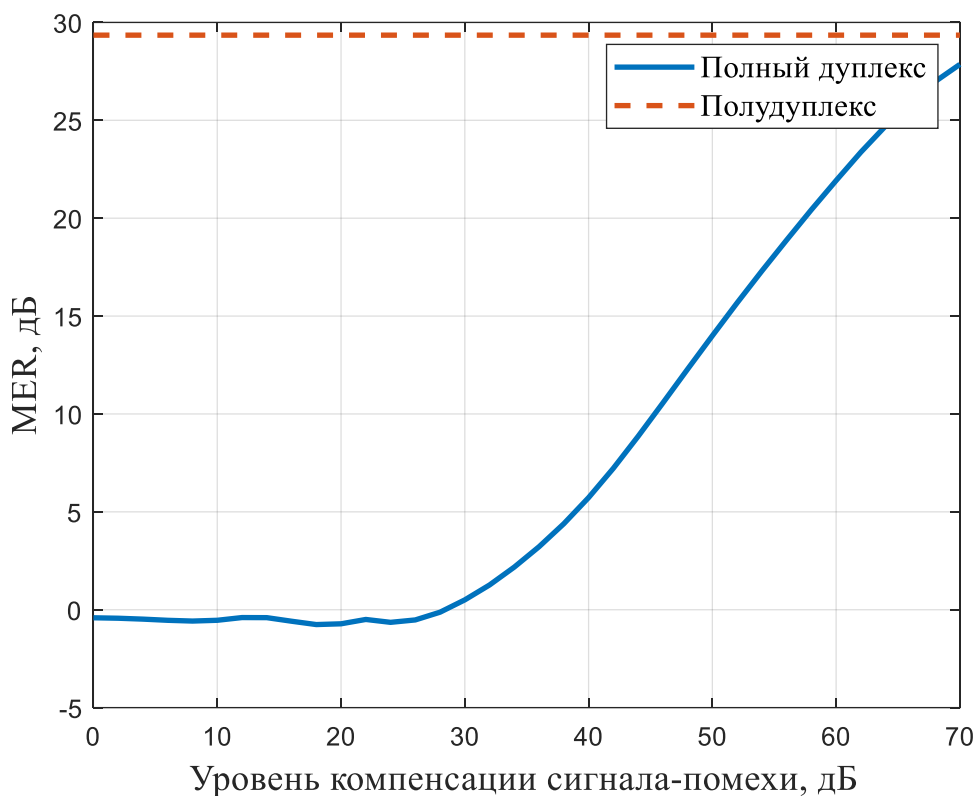


Рисунок 4.20 – Зависимость коэффициента ошибки модуляции от отношения сигнал/помеха в канале с АБГШ и многолучевостью

По полученным результатам можно оценить влияние интерференции сигнала собственного передатчика на величину MER. Когда мощность "сигнала-помехи" больше или равна мощности "полезного сигнала", уровень MER не превышает 0 дБ.

Из рисунка 20 видно, что кривая полного дуплекса стремится к прямой полудуплекса с увеличением уровня компенсации. В точке пересечения кривых будет наблюдаться наибольшая эффективность режима полного дуплекса, позволяющая достичь увеличения пропускной способности до двух раз в сравнении с полудуплексом. Следовательно, необходимо обеспечить уровень компенсации порядка 70 дБ.

Для режимов с полудуплексом дуплексом и полным дуплексом была рассчитана пропускная способность в зависимости от уровня компенсации при разных уровнях полезного сигнала (рисунок 4.21).

Для полудуплекса пропускная способность согласно формуле Шеннона рассчитывается как [70]:

$$C_{\text{HD}} = \Delta f \cdot \sum_{k \in N} \log_2 \left(1 + \frac{\psi_{\text{TX}} \cdot |H_{\text{PLC}}(k)|^2}{\psi_{\text{N}}(k)} \right), \quad (4.22)$$

где Δf – интервал между поднесущими OFDM сигнала,

k – номер поднесущей из общего числа поднесущих N ,

ψ_{TX} – спектральная плотность мощности приходящаяся на каждую поднесущую передаваемого сигнала,

ψ_{N} – спектральная плотность мощности шума на k -той поднесущей,

H_{PLC} – передаточная характеристика канала.

Для случая полного дуплекса формула приобретает вид:

$$C_{\text{HD}} = \Delta f \cdot \sum_{k \in N} \log_2 \left(1 + \frac{\psi_{\text{TX}} \cdot |H_{\text{PLC}}(k)|^2}{\psi_{\text{RSI}}(k) + \psi_{\text{N}}(k)} \right), \quad (4.23)$$

где ψ_{RSI} – спектральная плотность мощности некомпенсированного остатка от сигнала-помехи.

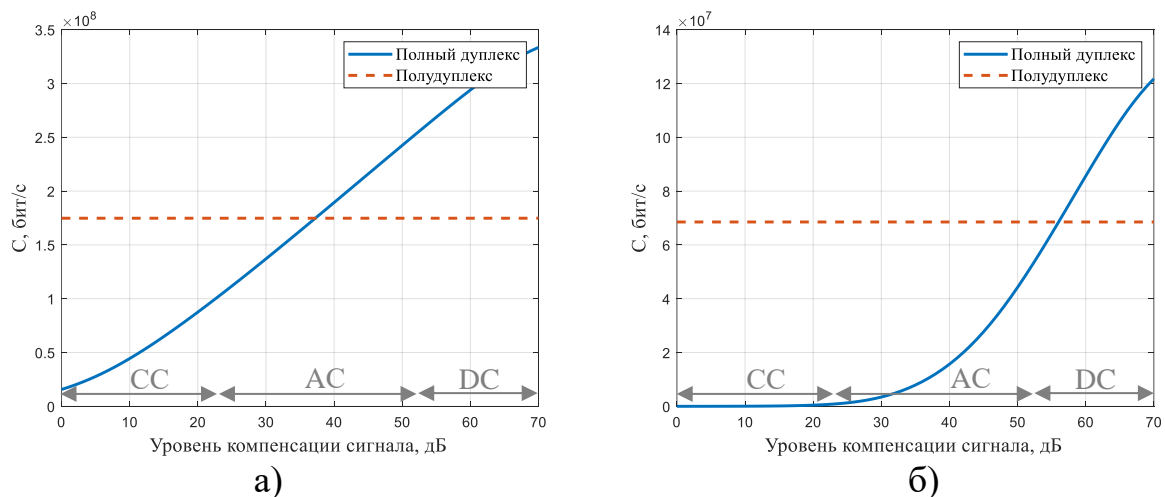


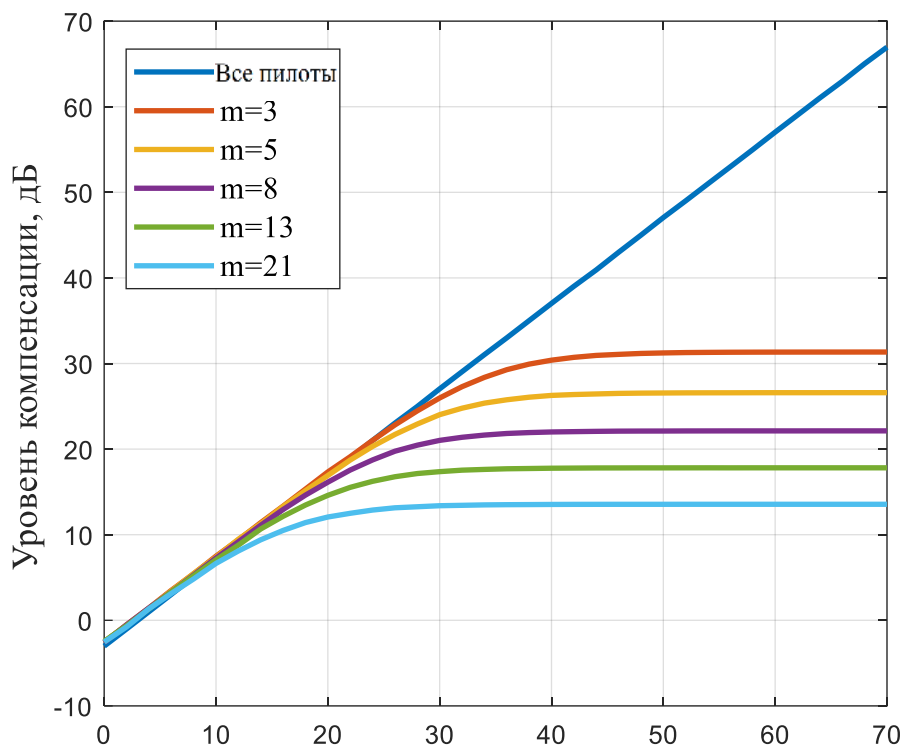
Рисунок 4.21 – Зависимость пропускной способности от уровня компенсации сигнала-помехи при разных уровнях полезного сигнала а) -50 дБм б) -60 дБм

Из рисунка 4.21 видно, что при мощности полезного сигнала равной -50дБм использование технологии полного дуплекса дает увеличение пропускной способности при подавлении сигнала-помехи более 38 дБ. При более низком

уровне полезного сигнала данного подавления уже недостаточной и эффективность использования полного дуплекса наблюдается при обеспечении подавления более 56 дБ. Для получения наибольшей эффективности от использования технологии полного дуплекса суммарно необходимо обеспечить подавление более 70 дБ. Согласно проведенному обзору подавление в 20–25 дБ будет осуществляться за счёт электронного циркулятора (CC), 25–30 дБ — посредством аналоговой компенсации (AC) и остаток в 20–25 дБ будет подавлен посредством цифровой компенсации сигнала-помехи (DC).

Так как для формирования сигнала компенсации предложенным методом требуется оценить канал приёма-передающего тракта, часть ресурса будет затрачиваться на эту оценку, что, соответственно, приведет к уменьшению эффективности подобной реализации полного дуплекса. Однако следует отметить, что при подобной реализации не будет наблюдаться зависимость уровня компенсации сигнала-помехи от уровня полезного сигнала, которая наблюдалась в подходе описанном в [54]. Для того чтобы определить то, как часто необходимо выполнять оценку и как это отразится на итоговой пропускной способности, далее в работе будет проведено экспериментальное исследование времени когерентности PLC канала.

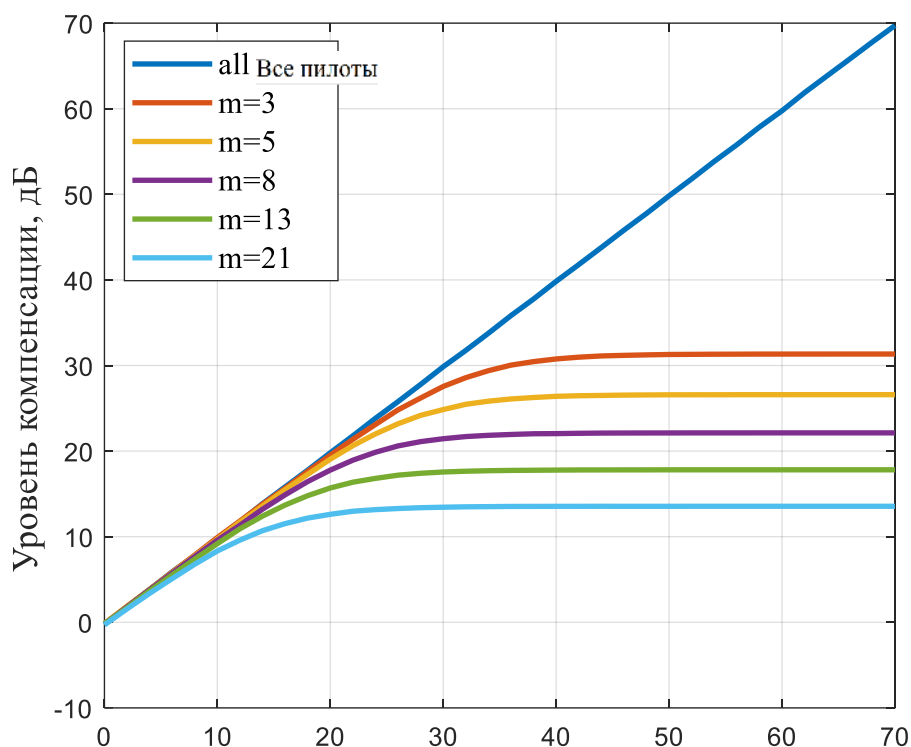
Оценка канала осуществляется по пилот сигналу или пилотным поднесущим. При этом очевидным является то, что уровень компенсации сигнала-помехи при таком подходе будет зависеть от точности выполнения оценки. В свою очередь на точность оценки влияет уровень шума в канале, шаг расстановки пилотов m и используемый метод интерполяции. Наилучшими вариантами интерполяции являются кубическая [78]. Результаты моделирования для разных вариантов реализации оценки представлен на рисунке 4.22.



Отношение мощности сигнала-помехи к мощности шума, дБ
 Рисунок 4.22 – Зависимость уровня компенсации от отношения сигнал-помеха/шум для различных конфигураций оценки канала передачи

Из результатов видно, что наилучшее подавление обеспечивает вариант, когда все поднесущие OFDM символа являются пилотными, при этом влияние на скорость передачи будет наибольшим. Оценка по пилотам дает значительное уменьшение уровня компенсации при высоком отношении сигнал-помеха/шум. Уровень компенсации при оценке с шагом пилотов равным 3 и отношении сигнала-помехи к уровню шума 50 дБ падает на 15 дБ, с шагом 8 на 24 дБ относительно оценки по пилотному сигналу. Улучшить эффективность метода оценки по пилотам позволит статистическое накопление оценок и динамическое изменение положение пилотов в течение сеанса связи.

Результат моделирования с усреднением оценок представлены на рисунке 4.23. Количество усреднений равно 20.

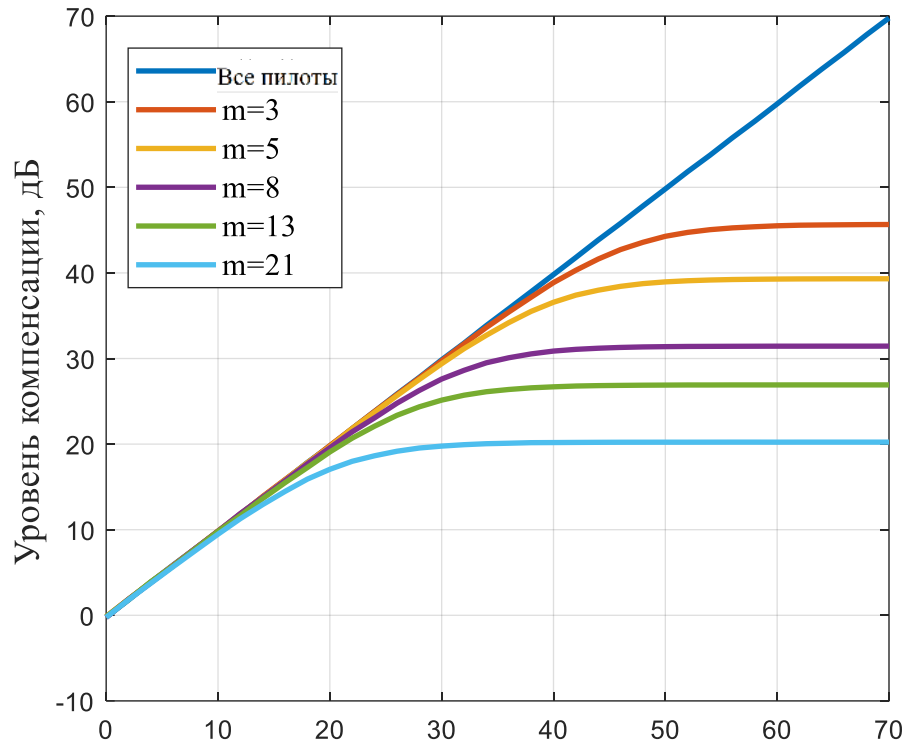


Отношение мощности сигнала-помехи к мощности шума, дБ

Рисунок 4.23 – Зависимость уровня компенсации от отношения сигнал-помеха/шум для различных конфигураций оценки канала передачи при двадцатикратном усреднении оценок канала передачи

Эффективность усреднения наблюдается только в случае использования целиком пилотного символа и при низких ОСШ для режима с использованием пилотов. Улучшение компенсации сигнала составляет 3 дБ. При отношении сигнала-помехи к мощности шума более 40 дБ результаты моделирования с усреднением и без него практически совпадают для всех вариантов расстановки пилотов. Связано это с тем, что при высоких ОСШ начинает преобладать ошибка интерполяции оценки канала передачи над ошибкой, вызванной воздействием шума, а усреднение само по себе не позволяет исключить данную ошибку.

Для того чтобы увеличить возможный диапазон компенсации сигнала-помехи необходимо уменьшить уровень ошибки интерполяции. Для этого можно выполнять оценку по пилотам, которые будут периодически менять свое положение в течении сеанса связи. Результат с таким подходом реализации оценки представлен на рисунке 4.24.



Отношение мощности сигнала-помехи к мощности шума, дБ

Рисунок 4.24 – Зависимость уровня компенсации от отношения сигнал-помеха/шум для различных конфигураций оценки канала передачи при переключении положений пилотов за сеанс связи

Такой подход к реализации оценки канала позволит значительно увеличить уровень компенсации, но является трудно реализуемым при организации связи в реальном времени. Улучшение составляет порядка 10–15 дБ в зависимости от шага следования пилотов.

4.7 Разработка макета полнодуплексной PLC системы

Структурная схема упрощенного макета полнодуплексной PLC системы представлена на рисунке 4.25.

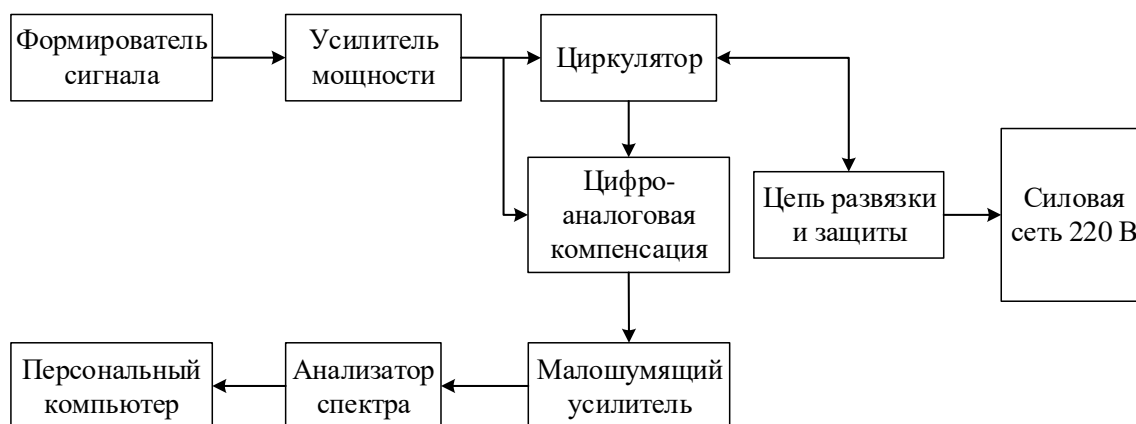


Рисунок 4.25 – Структурная схема макета для исследования

Обработка сигнала и управление макетом осуществлялись на персональном компьютере (ПК).

Формирование и приём сигнала производился программируемой логической интегральной схемой (ПЛИС) "Altera Cyclone V" и платы расширения с цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП) Highspeed AD/DA Card на базе "AD9767" [79]. На рисунке 4.26 изображена используемая ПЛИС с ЦАП.

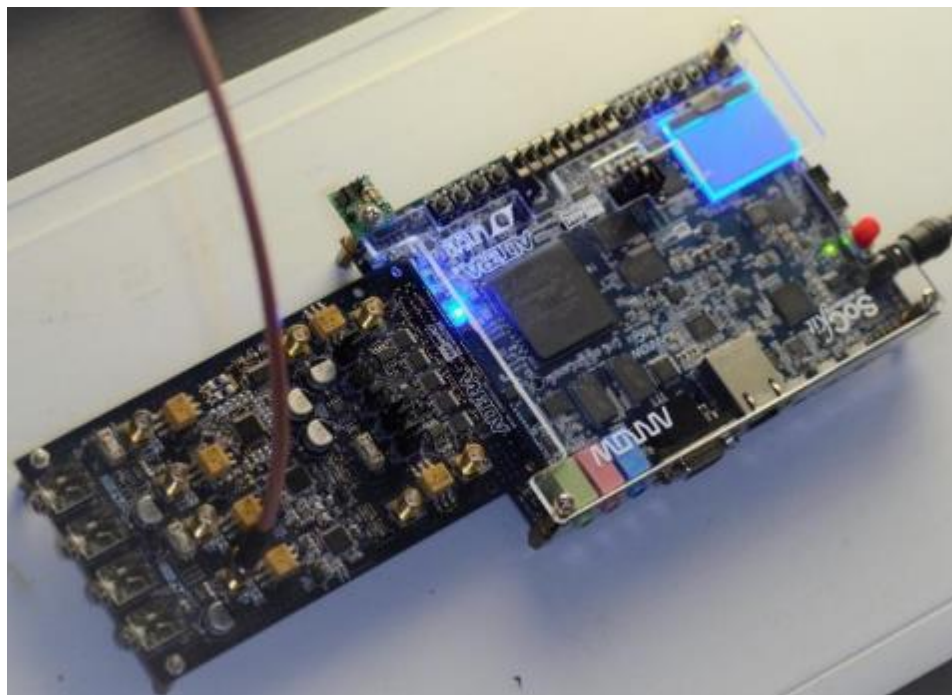


Рисунок 4.26 – ПЛИС "Altera Cyclone V" и ЦАП "AD9767"

Основные характеристики ПЛИС представлены в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Параметры ПЛИС

Параметр	Значение
Логических элементов	110 000
Встроенной памяти	5 Мбит
DSP блок	112
Разрядность DSP блоков	18
PLL генераторов	6
Количество пинов ввода/вывода	153

Характеристики платы расширения ЦАП-АЦП представлены в таблице 4.5 [80].

Таблица 4.5 – Параметры ЦАП-АЦП

Параметр	Значение
Частота дискретизации АЦП	65 МГц
Разрядность АЦП	14
Частота дискретизации ЦАП	125 МГц
Интерфейсы	HSMC и GPIO
Возможность подключения внешнего тактирования	Да

В качестве приемного устройства предполагается использовать анализатор спектра "R&S®FSV" [81].

На рисунке 4.27 представлен вышеописанный макет системы полнодуплексной PLC системы.

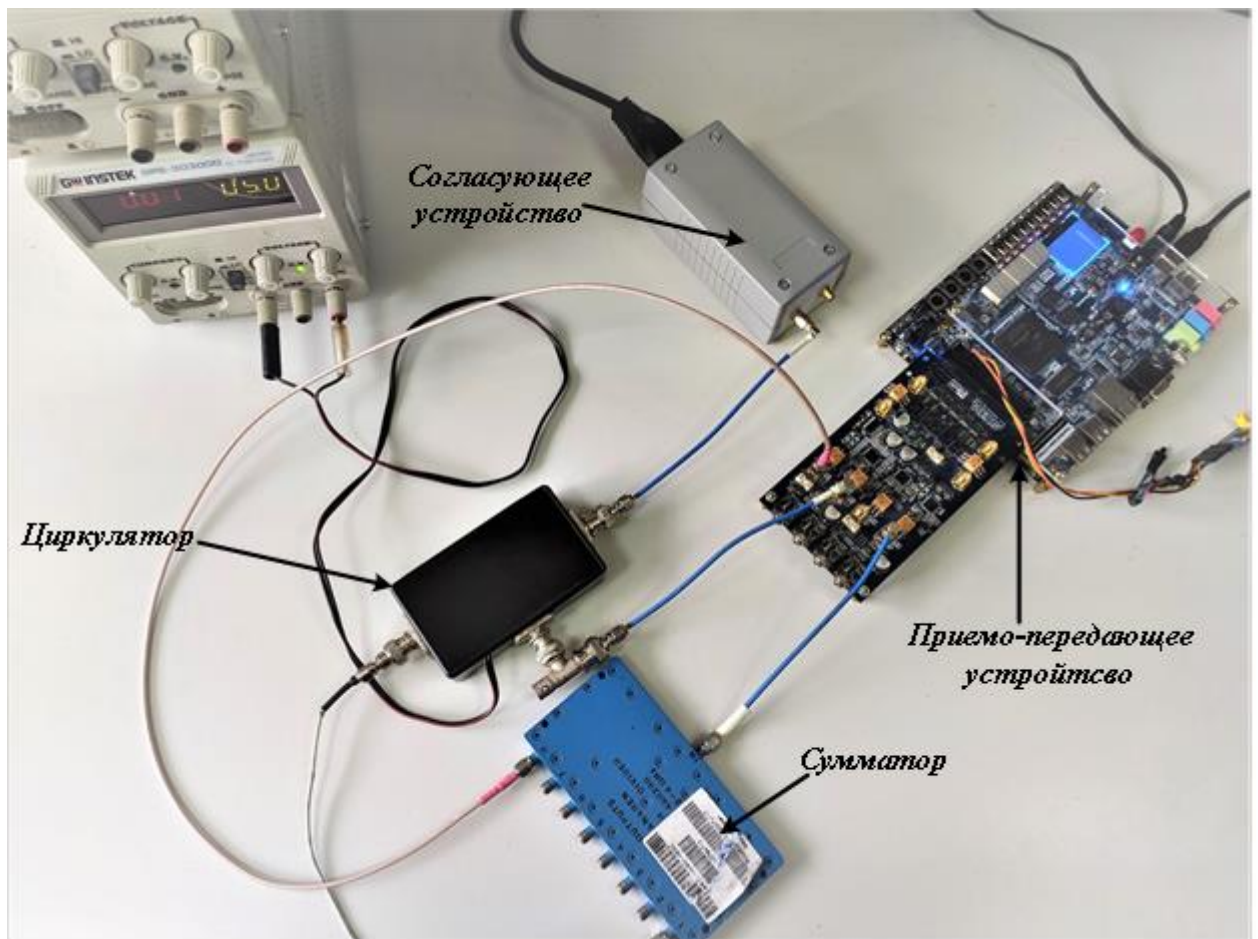


Рисунок 4.27 – Испытательный стенд

Для реализации предложенного метода цифро-аналоговой компенсации, описанного в разделе 4.3, использовался циркулятор, структурная схема которого приведена на рисунке 4.28. На практике уровень развязки между первым и третьим соединительными разъемами циркулятора достигает порядка 20–25 дБ.

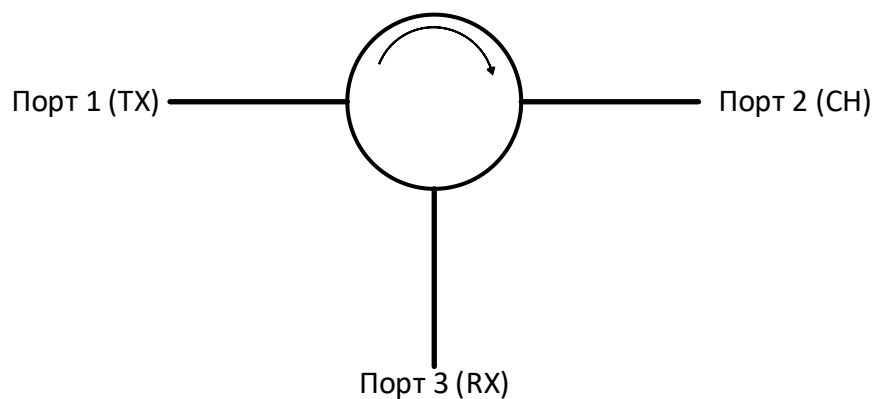


Рисунок 4.28 – Структурная схема циркулятора

Электрическая принципиальная схема циркулятора приведена на рисунке 4.29, основные параметры которого представлены в таблице 4.3.

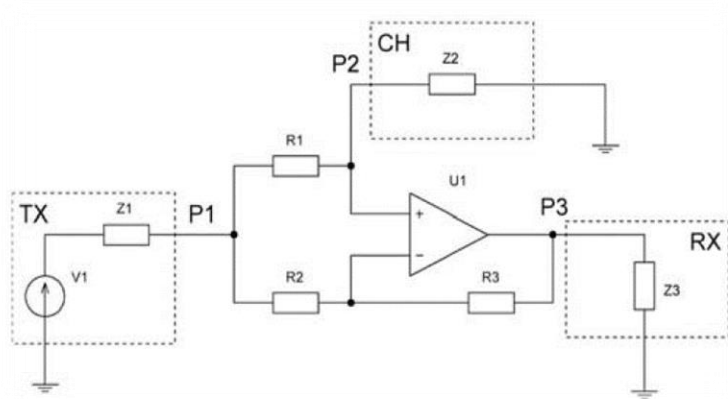


Рисунок 4.29 – Схема электрическая принципиальная циркулятора

Таблица 4.6 – Основные параметры циркулятора

Параметр	Значение
Импеданс канала Z_2 , Ом	50
	86,6
	150
Мощность передатчика P_1 , мВт	11,14
	9,28
	7,18
Мощность на приемнике P_3 , мВт	1,1
	5,36
	1,22
Мощность сигнала передатчика в линиях электропередачи P_2 , мВт	2,04
	2,32
	2,27
Коэффициент передачи с порта передатчика на вход приемника, дБ	-10,05
	-62,4
	-7,69
Коэффициент передачи с порта передатчика в порт канала, дБ	-7,37
	-6
	-5

Внешний вид циркулятора приведен на рисунке 4.30.



Рисунок 4.30 – Электронный циркулятор

4.8 Экспериментальное исследование предложенного подхода реализации полнодуплексной PLC системы

Целью экспериментального исследования является проверка работы предложенного метода реализации цифро-аналогового подавления сигнала собственного передатчика в реальных условиях. В результате экспериментов было получено результирующее значение развязки между передающим и приемным каналом, которое обеспечивает предложенный метод цифро-аналоговой компенсации.

PLC-канал характеризуется большим уровнем помех и постоянным изменением параметров. В связи с этим для успешной работы методов аналоговой компенсации требуется понимать значение интервала времени, в течение которого характеристики канала не претерпевают существенных изменений, а также необходимо определить влияние выполнения дополнительной оценки канала на скорость передачи данных. Поэтому для реализации метода цифро-аналоговой компенсации "сигнала-помехи" необходимо своевременно выполнять оценку канала, для чего необходимо провести экспериментальное исследование времени когерентности канала.

4.9.1 Методика проведения эксперимента

Проведение эксперимента в лабораторных условиях необходимо для проверки работоспособности предложенного метода реализации цифро-аналоговой компенсации в реальном канале, представляющим собой силовую сеть.

Подготовка оборудования

Перед началом эксперимента необходимо собрать макет полнодуплексной PLC системы согласно схеме, представленной на рисунке 4.27. Установить уровень напряжения на блоке питания 12 В для питания циркулятора. Запустить программу управления загрузкой и считывания с ПЛИС на ПК. Запустить программный код, выполняющий генерацию случайного сигнала с параметрами соответствующим данным, указанным в таблице 4.2. Загрузить отчёты сформированного сигнала на ПЛИС, установив центральную частоту 6 МГц и полосу сигнала 10 МГц. Мощность сигнала выставить равной 0 дБм, что соответствует спектральной плотности мощности -50 дБм/Гц в полосе 10 МГц для OFDM системы с 206 используемыми поднесущими. Для измерений дополнительно будет использоваться анализатор спектра "R&S®FSV". Развертка анализатора сигнала выставляется согласно сформированному сигналу. Схема подключения анализатора представлена на рисунке 4.31.

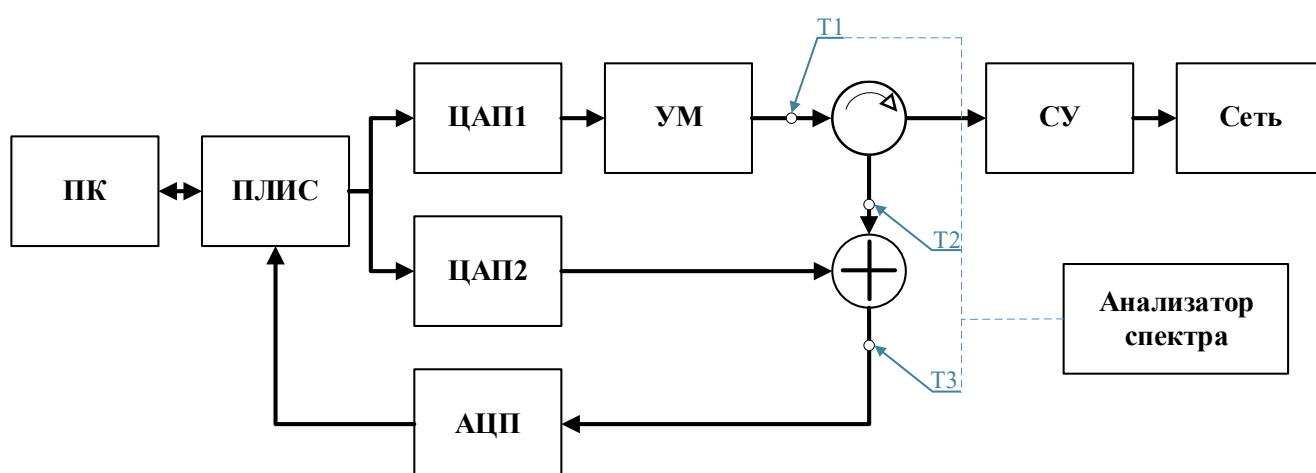


Рисунок 4.31 – Схема подключения анализатора спектра сигналов

Проведение эксперимента

Исследование времени когерентности канала.

Генерация сигнала на ПЛИС выполняется только с первого канала ЦАП, который подключен к передающему тракту макета. Приём отсчётов, прошедших через передающий и приёмный тракт макета, осуществляется посредством АЦП и ПЛИС. Оцифрованные отсчёты отправляются на ПК для дальнейшей обработки.

Исследование уровня компенсации предложенного метода цифро-аналоговой компенсации.

1. На ЦАП1 формируется сигнал, имитирующий передаваемый сигнал и являющийся сигналом-помехой для собственного приёмника. ЦАП2 не выдает сигнал.

2. Выполняется оценка мощности сформированного сигнала на выходе ЦАП1 при помощи подключенного в точку1 анализатора сигналов. Для более точной оценки сигнал дополнительно оцифровывается при соединении точки 1 и точки 4 и отправляется на ПК.

3. Оценка уровня подавления циркулятора осуществляется анализатором сигналов, подключенным в точке 2. Для более точной оценки сигнал дополнительно оцифровывается при соединении точки 2 и точки 3 и отправляется на ПК.

4. Для формирования сигнала компенсации принимается массив отсчетов, прошедший через приемный и передающий тракты макета, и реализуется оценка канала передачи на ПК согласно алгоритму, описанному в пункте 4.1.

5. При помощи программного кода выполняется генерация сигнала компенсации, отсчеты которого выдаются на ЦАП2.

6. Уровень подавления предлагаемого метода оценивается с помощью анализатора сигналов, подключенного к точке 3. Для более точной оценки сигнал дополнительно оцифровывается и отправляется на ПК.

4.9.2 Экспериментальное исследование уровня компенсации предложенного метода цифро-аналоговой компенсации

Для определения подавления сигнала собственного передатчика в приёмном тракте посредством ПЛИС снимались отсчеты сигнала после подавления, и вся обработка и расчёт выполнялись на ПК.

В связи с тем, что значение мгновенной фазы переменной составляющей электросети влияет на оценку передаточной характеристики канала, которая в свою очередь используется для получения сигнала компенсации, данный эффект сказывается на уровне компенсации. Из рисунка 4.32 видно, что, выполняя оценку один раз за полупериод, уровень компенсации варьируется от 2 до 17 дБ и имеет периодический характер.

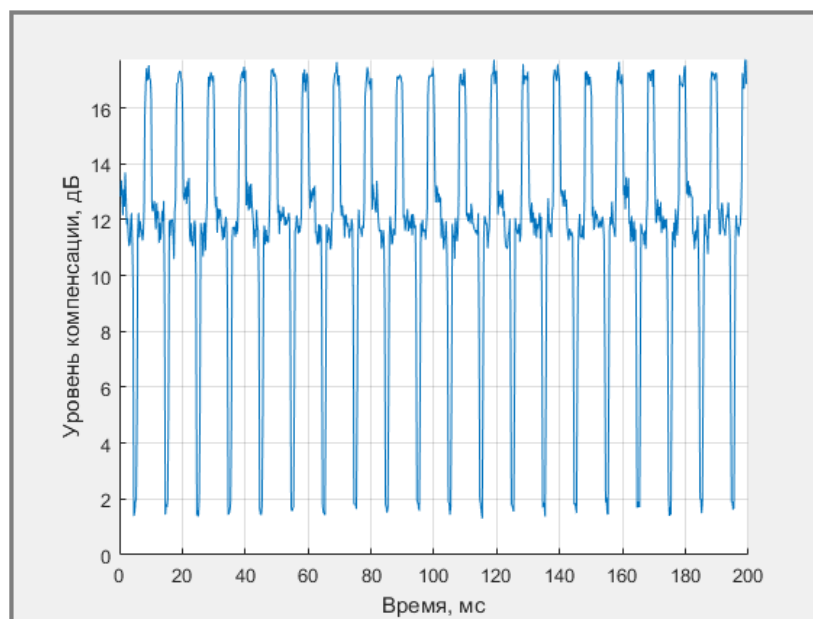


Рисунок 4.32 – Уровень аналоговой компенсации

Также на уровень компенсации влияет согласование комплексных сопротивлений приемо-передающего устройства и сети в участке, к которому выполнено подключение макета.

Таким образом при ручной настройке согласования сопротивления приемо-передающего устройства с сопротивлением сети и количестве оценок передаточной характеристики равном пяти за полупериод переменной составляющей уровень компенсации возрастает до 30 дБ, что можно наблюдать на рисунке 4.33. Ручная подстройка в этом случае выполнялась путем изменения параметров подстроечных элементов электронного циркулятора.

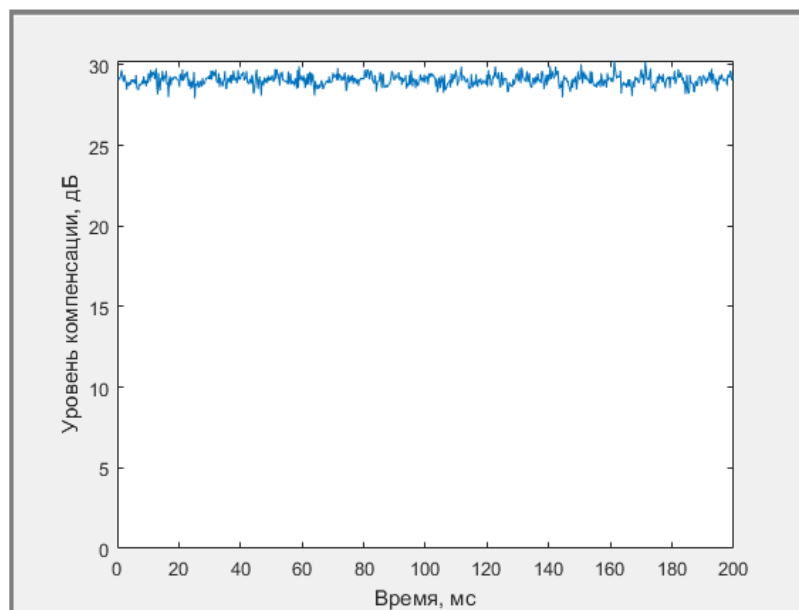


Рисунок 4.33 – Уровень цифро-аналоговой компенсации при ручной настройке согласования и подстройке

Сигнал на выходе циркулятора представлен на рисунке 4.34. Подавление уровня эхо-сигнала за счёт циркулятора составило 25 дБ.

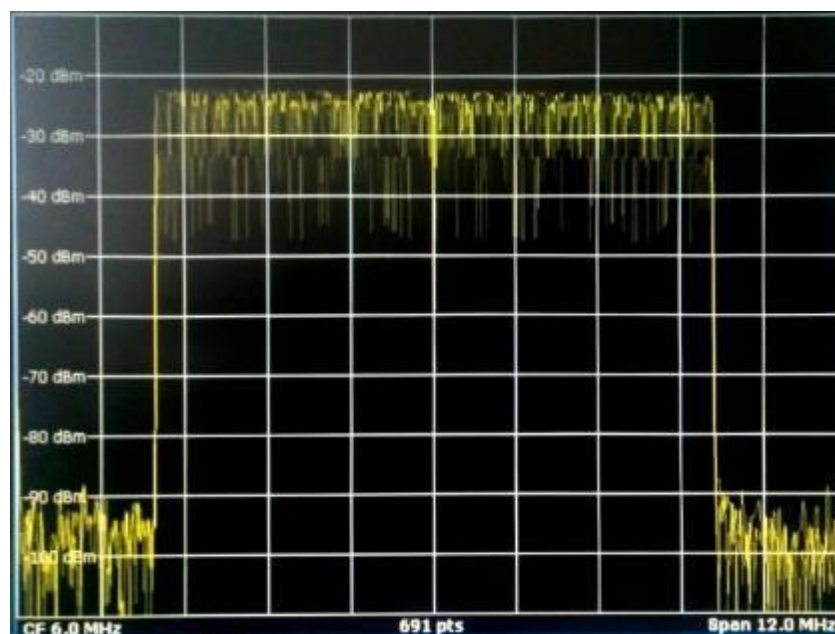


Рисунок 4.34 – Спектр сигнал на выходе циркулятора

Сигнал на выходе сумматора после компенсации представлен на рисунке 4.35.

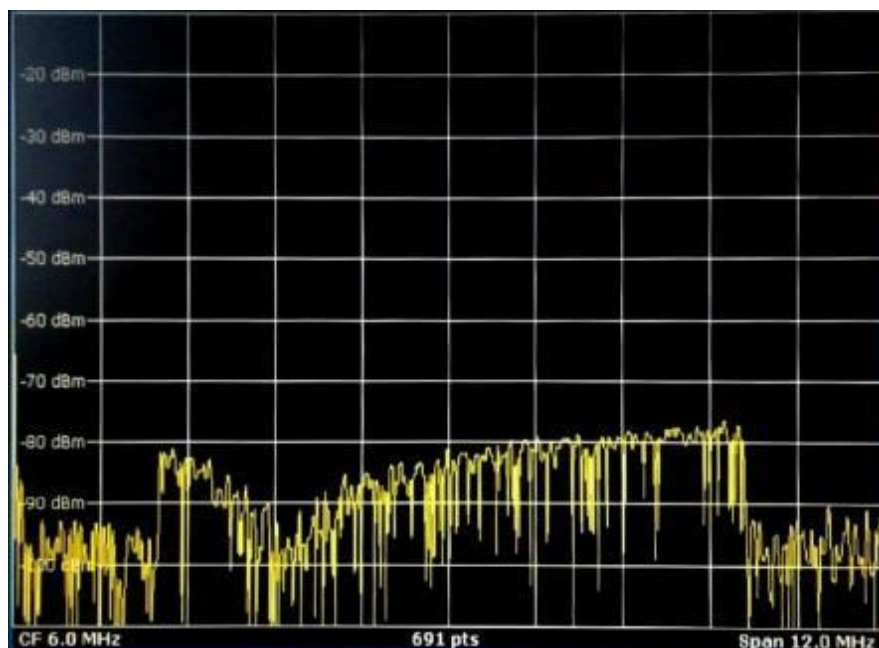


Рисунок 4.35 – Спектр сигнал на выходе сумматора

В данном случае подавление представлено в случае ручного согласования выходного комплексного сопротивления приёмно-передающего тракта с сопротивлением сети.

В ходе экспериментального исследования работы макета с разработанным методом цифро-аналоговой компенсации были получены следующие результаты: уровень цифро-аналоговой компенсации "сигнала-помехи" составил 17 дБ для случая, при котором макет подключался напрямую в сеть через розетку без согласования сопротивлений, и 30 дБ в случае ручного согласования сопротивлений выходного тракта макета и электросети.

Циркулятор обеспечил дополнительную развязку между передающим и приемным каналами в 25 дБ. Суммарно удалось скомпенсировать "сигнал-помеху" на 42 дБ и 55 дБ для двух приведенных случаев. При данном уровне компенсации восстановленное созвездие имеет вид, представленный на рисунке 4.36.

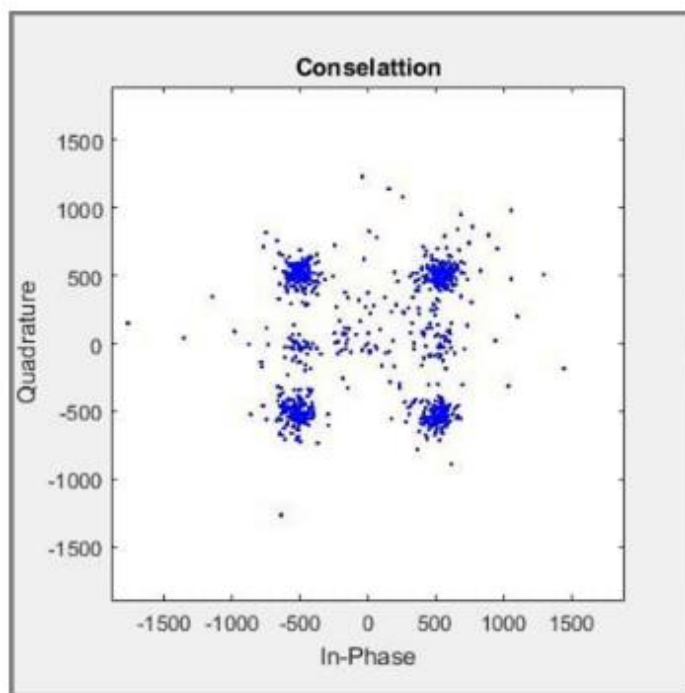


Рисунок 4.36 – Сигнальное созвездие после эквалайзирования

Выводы по разделу

В данном разделе рассмотрена технология полнодуплексной передачи данных в PLC системах без временного и частотного разделения, приведены примеры существующих схем реализации, а также предложен собственный подход.

Как уже было отмечено ранее основной проблемой технологии полного дуплекса является мощный сигнал собственного передатчика, который попадает в приёмный тракт, поэтому основная задача состоит в его подавлении. В данном разделе были приведены классические подходы к реализации аналоговой и цифро-аналоговой компенсации сигнала-помехи. Как наиболее эффективный метод был выбран именно цифро-аналоговый, так как метод аналоговой компенсации с использованием 2-х канального ЦАП оказался неработоспособен в условиях передачи информации по сетям электропитания по нескольким причинам. Во-первых, так как приёмный и передающий тракт имеют один и тот же вход-выход при подключении к линии, то они связаны сильнее между собой нежели в беспроводных системах связи. Во-вторых, сама линия передачи, подключение к которой осуществляется посредством обычной розетки, имеет своё комплексное сопротивление, причем неодинаковое даже в пределах одного помещения, это приводит к проблемам согласования приёмно-передающего тракта и линии передачи.

Рассогласованность в этом случае приводит к изменению формы сигнала уже на выходе, а следовательно, и в приемном тракте, а для лучшего подавления это необходимо учитывать. В-третьих, в сети существует переменное напряжение и характер воздействия на сигнал зависит от его фазы. Поэтому с целью увеличения уровня подавления сигнала собственного передатчика был предложен и запатентован подход реализации полнодуплексной связи с предискажением сигнала компенсации, который включает в себя алгоритм оценки передаточной характеристики приёмопередающего тракта, а также сам алгоритм предискажения.

Результаты моделирования показали, что при помощи технологии полного дуплекса можно добиться значительного увеличения пропускной способности и спектральной эффективности. Однако для этого необходимо подавить сигнал-помеху до уровня шума на входе приёмника. Добиться такого результата за счёт только цифро-аналогового подавления можно только при идеальных условиях, в реальных, как показал эксперимент, подавление составило от 17 до 30 дБ. Дополнительное подавление 25 дБ обеспечивал циркулятор. В совокупности, 42–55 дБ – это общее подавление, которое удалось обеспечить. Такой уровень подавления, согласно результатам моделирования, представленным на рисунке 23, обеспечит увеличение пропускной способности и спектральной эффективности от 1,14 до 1,57 раз. Следует отметить, что дополнительно улучшить этот показатель можно за счёт применения дополнительного подавления сигнала собственного передатчика в цифровом виде и добиться двукратного увеличения характеристик. Кроме того, решение проблемы согласования тракта и линии передачи позволит упростить процедуру подавления сигнала собственного передатчика.

Результаты данного раздела представлены в следующих работах автора [40, 47, 58, 83, 84]. Получено два патента на полезную модель: «Устройство передачи информации по цепям питания» № 185926 и «Устройство передачи информации по цепям питания» № 204823 (Приложение В и Г).

5 Обнаружение сигналов в PLC системах

Задача обнаружения сигналов на фоне помех остается одной из важнейших задач в системах цифровой связи и является актуальной для PLC систем. Различные критерии при проектировании устройств обработки сигналов, а также различный характер помех обусловили большое число применяемых подходов для решения данной задачи. Наиболее распространенными являются методы корреляционной обработки сигналов [85]. Они применяются в цифровых системах связи для обнаружения сигнала при воздействии на сигнал гауссовского шума, различных импульсных помех, межсимвольной интерференции и межканальных помех.

Реализация корреляционных обнаружителей в системах связи представляет собой важный этап проектирования, где акцент делается не только на оптимальности алгоритмов, но и на эффективности и экономичности их реализации, особенно в условиях ограниченных ресурсов, таких как программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС).

Оптимальные алгоритмы обнаружения давно известны и широко применяются в системах связи. Однако, при работе в сложных условиях канала, когда требуется увеличение длительности преамбулы для обеспечения стабильной связи, возникает проблема увеличения вычислительной сложности реализации на ПЛИС. Увеличение длительности преамбулы приводит к необходимости использования большего количества логических элементов и памяти, что может сделать реализацию более ресурсозатратной и энергозатратной. Это приведет к значительному удорожанию устройств, а PLC системы связи на современном рынке являются одной из составных частей «Интернета вещей», в котором все устройства должны быть дешёвыми.

Актуальной задачей в данном контексте является поиск решений, которые позволят уменьшить вычислительные затраты при сохранении эффективности обнаружения в условиях плохого канала. Это может включать в себя оптимизацию алгоритмов, использование аппаратных ускорителей, а также разработку специализированных алгоритмов, адаптированных к ограниченным ресурсам ПЛИС.

Кроме того, снижение вычислительных затрат реализации корреляционных обнаружителей на ПЛИС может привести к значительному повышению энергоэффективности системы.

Таким образом, разработка эффективных и энергоэффективных решений для реализации корреляционных обнаружителей в системах связи на ПЛИС остается важной и актуальной задачей, требующей дальнейших исследований и инженерных разработок.

В данном разделе основное внимание уделено трем алгоритмам корреляционных приемников. Представлена реализация в ПЛИС классического корреляционного приемника, знакового корреляционного приемника и предложенного многоканального корреляционного приемника с автокорреляционным предсказанием. Рассмотрены их достоинства и недостатки, произведено сравнение основных характеристик данных корреляционных приемников. Была составлена математическая модель системы связи, для каждого из трех алгоритмов реализации корреляционного приемника. В результате моделирования были получены вероятности правильного обнаружения, ложной тревоги и правильного ответа при различных отношениях сигнал-шум. Был произведен анализ полученных результатов и выполнено сравнение рассмотренных корреляционных приемников. Особенностью систем передачи информации, включая PLC, является то, что передача сигналов и их прием происходит в неблагоприятной среде, на фоне различных мешающих факторов, таких как шумы, многолучевость и другие помехи (см. раздел 2). Действие помех снижает качество приема сигналов, а, следовательно, и эффективность всей системы передачи информации. Поэтому борьба с помехами является одной из важнейших задач в радиотехнических системах. Методы борьбы с помехами при приеме сигналов основываются на различии структуры сигнала и помехи [86].

Выделяют три основных вида задач борьбы с помехами. К первому виду относятся задачи обнаружения сигнала на фоне помех. Второй вид задач состоит не только в обнаружении, но и различении двух или более сигналов. Такие задачи встречаются, например, в радиолокации. К третьему виду задач относятся задачи

оценки параметров сигналов. В системах передачи информации оценка временного положения преамбулы позволяет решить задачу синхронизации передающего и приемного устройств.

Корреляционный приемник сравнивает принятый сигнал с заранее известным опорным сигналом (преамбулой). Сравнение осуществляется вычислением коэффициента взаимной корреляции $R(t)$ принятого $s(t)$ и опорного $s_p(t)$ сигналов за время передачи одного символа T [86]:

$$R(t) = \frac{1}{T} \int_0^T [s(t) \cdot s_p(t + \tau) dt], \quad (5.1)$$

или для цифровых систем:

$$R(k) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s(k) \cdot s_p(k + n) dt, \quad (5.2)$$

где N – количество отсчётов в массиве.

Математически это является не сложным выражением, но при реализации данного алгоритма в аппаратной части возникают некоторые трудности. Как видно из формулы 5.2, тут используется операция умножения, для выполнения которой в аппаратной реализации, например, в ПЛИС, используется большое количество специализированных блоков умножения (DSP) или большое количество логики. Это значительно повышает стоимость оборудования и снижает энергоэффективность. Для решения данной проблемы в ПЛИС реализуют различные алгоритмы корреляции, которые затрачивают меньшее количество аппаратных ресурсов. В данной работе рассмотрены их основные преимущества и недостатки.

5.1 Классический корреляционный приемник

Самым распространенным типом корреляционных приемников является приемник, в котором производится перемножение входных отчетов с отчетами опорного сигнала (преамбулы) [88, 89]. Такой приемник называют классическим. Схема данного корреляционного приемника показана на рисунке 5.1.

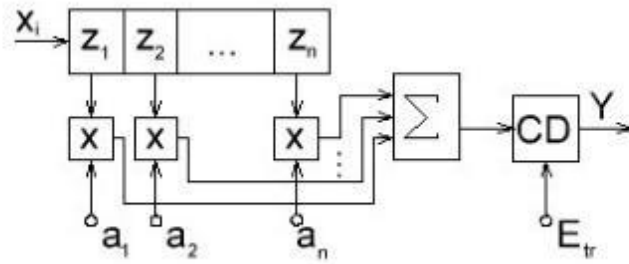


Рисунок 5.1 – Классический корреляционный приемник

Как видно на рисунке 5.1, работа корреляционного приемника данного типа производится следующим образом: отчеты сигнала x_i поступают на вход сдвигового регистра z . Далее каждый отчет регистра z перемножается с отчетами преамбулы a_n . Значения произведения поступают на вход сумматора и, как известно из формулы 5.2, при поступлении на вход приемника нужного сигнала, сумма будет максимальна. Далее рассчитанные значения поступают на пороговое устройство (CD), где принимается решение о наличии или отсутствии сигнала.

Данная схема выполняет расчет корреляции без упрощения (формула 5.2), поэтому данный тип приемника является наиболее точным, но, как видно на рисунке 5.1, в нем используется большое количество DSP. Что значительно повышает требования к аппаратному обеспечению (ПЛИС).

5.2 Знаковый корреляционный приемник

Возможна реализация корреляционного приемника без использования блоков умножения [90]. Схема данного приемника представлена на рисунке 5.2.

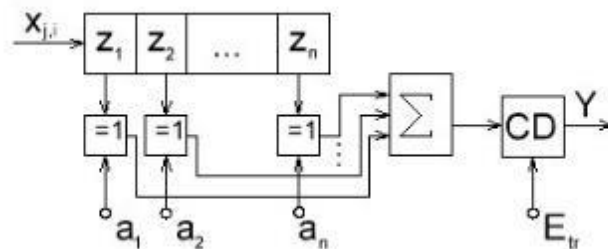


Рисунок 5.2 – Знаковый корреляционный приемник

Как видно на рисунке 5.2, на вход знакового корреляционного приемника поступают знаковые разряды отчетов сигнала $x_{j,i}$. Далее выполняется операция

сравнения знаковых отчетов преамбулы a_n со значениями регистра z . Результат сравнения поступают на вход сумматора. Аналогично классическому корреляционному приемнику результат сложения поступает на пороговое устройство, где, в зависимости от порога E_{tr} , принимается решение о наличии или отсутствии сигнала на входе приёмного устройства [91, 92].

Данное упрощение приводит к значительному снижению точности определения корреляционного пика. Что приводит к ошибкам в синхронизации. Но это позволяет реализовать корреляционный приемник на бюджетной аппаратной части в более благоприятных условиях в канале передачи.

5.3 Предложенный алгоритм реализации многоканального корреляционного приемника с автокорреляционным предсказанием

Для вычисления корреляции в цифровом приемнике, с как можно меньшими затратами по ресурсам и, в то же время, с значительно неуступающими характеристиками по точности алгоритму с классическим алгоритмом расчета корреляции, была предложена схема приемника, представленная на рисунке 5.3. Минимизация недостатков корреляционных приемников, рассмотренных выше, осуществляется за счет использования многоканального коррелятора, обеспечивающего точность определения корреляционного пика, и автокоррелятора [87], предварительно определяющего зону расчета корреляции, за счет чего уменьшается количество используемых ресурсов.

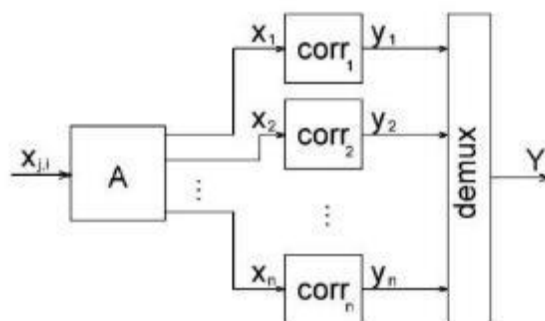


Рисунок 5.3 – Многоканальный корреляционный приемник с автокорреляционным предсказанием

Отличие автокорреляционного приемника от классического корреляционного заключается в том, что для расчета корреляционного пика используется не заранее известный идеальный опорный сигнал, а сигнал из канала, прошедший через среду распространения и претерпевший искажения. Для работы автокоррелятора необходимо обеспечить две одинаковые следующие друг за другом преамбулы. В результате чего, используя отсчеты первой как опорные, мы определим начало второй [87]. Схема автокоррелятора представлена на рисунке 5.4.

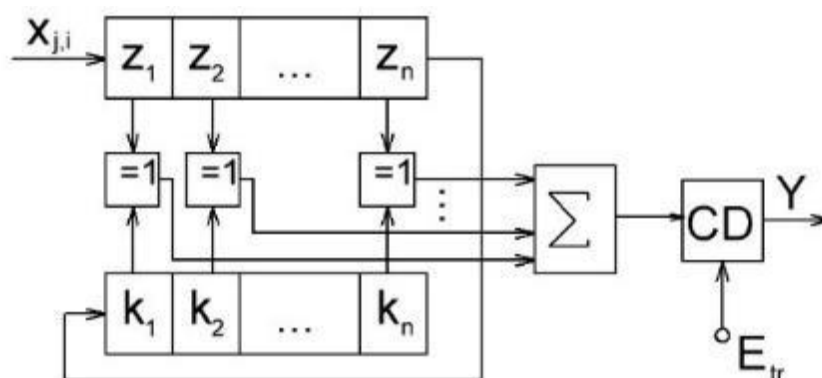


Рисунок 5.4 – Автокорреляционный приемник

Отчеты сигнала x_i поступают на вход автокоррелятора и записываются в сдвиговый регистр z . Размер сдвигового регистра z соизмерим с размером преамбулы. Выход регистра z подключен ко входу сдвигового регистра k . Расчет корреляции осуществляется между значениями регистров k и z посредством сравнения знаковых разрядов отсчетов при помощи операции «исключающего-ИЛИ». Общий сумматор выдает сумму всех выполненных знаковых сравнений на пороговое устройство. В случае, когда превышает пороговое значение, на выход автокоррелятора выдается сигнал о начале зоны, в которой предполагается наличие преамбулы.

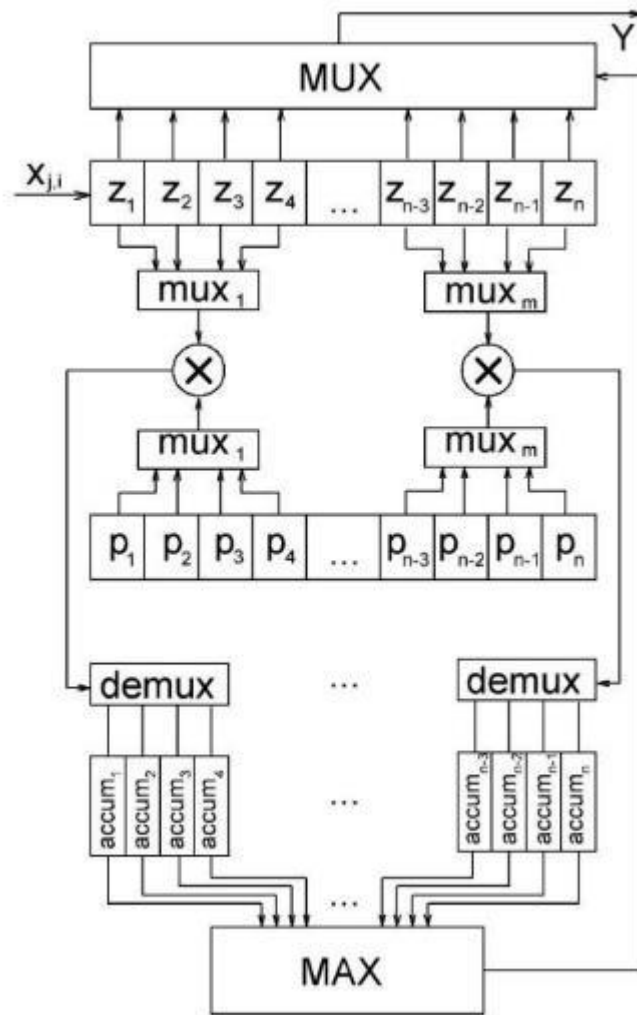


Рисунок 5.5 – Многоканальный корреляционный приемник

Отсчеты с выхода автокоррелятора поступают на вход многоканального коррелятора (рисунок 5.5). В многоканальном корреляторе имеется N отдельно взятых корреляторов. Каждый коррелятор представляет собой перемножитель, считающий на частоте, увеличенной в N раз, для экономии ресурсов, и аккумулятор, накапливающий значение корреляции. При наличии сигнала зоны, предсказанной автокоррелятором, поочередно запускается каждый коррелятор таким образом, что каждый из них берет разное начало из отчетов, соответствующих зоне. Когда рассчитаны корреляции относительно каждого отсчета зоны, запоминается адрес коррелятора, давшего максимальное значение в аккумуляторе. По нему определяется номер отсчета во входном сдвиговом регистре, который выдается на выход и принимается как начало преамбулы [95].

5.4 Моделирование алгоритмов обнаружения сигналов и сравнение их характеристик

Целью моделирования является сравнение рассмотренного алгоритма корреляционного обнаружителя в отношении вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги от отношения сигнал-шум и вычислительных затрат.

В рамках моделирования необходимо рассмотреть задачу обнаружения преамбулы на фоне аддитивного белого гаусовского шума.

Когда на вход корреляционного приемника придет детерминированный сигнал значение на выходе коррелятора превысит заданный порог. Если же шум обнаруживается как сигнал, то это «ложная тревога». Соотношение вероятностей правильного обнаружения сигнала (P_{cd}), правильного ответа (P_{ca}) и вероятности ложной тревоги (P_{at}) составляет основные характеристики корреляционного приемника.

Вероятность ложной тревоги (P_{at}) записывается формулой [95]:

$$P_{at} = \int_{E_r}^{\infty} [W(x)dx]. \quad (5.3)$$

Вероятность ошибочного ответа $P_{a \vee b}$ при этом равна:

$$\begin{aligned} P_{a \vee b} &= P_a + P_b = q \int_{E_r}^{\infty} [W(x)dx] + p \int_{-\infty}^{E_r} [W_1(x, V)dx] \\ &= 1 - \left[p \int_{E_r}^{\infty} [W_1(x, V)dx] + q \int_{-\infty}^{E_r} [W(x)dx] \right], \end{aligned} \quad (5.4)$$

где

$$P_a = q \int_{E_r}^{\infty} [W(x)dx],$$

$$P_b = p \int_{-\infty}^{E_r} [W_1(x, V)dx],$$

где $W_1(x, V)$ – одномерная функция распределения суммы сигнала и шума,

$p = 1 - q$ – априорная вероятность присутствия сигнала.

Тогда вероятность правильного ответа равна:

$$P_{ca} = 1 - P_{avb} = p \int_{E_{tr}}^{\infty} [W_1(x, V) dx] + q \int_{-\infty}^{E_{tr}} [W(x) dx]. \quad (5.5)$$

Для определения характеристик исследуемых корреляторов в системе MATLAB была создана модель, характеристики которой показаны в таблице 5.1.

Таблица 5.1 – Параметры сигналов, используемых при моделировании

Параметр	Значение
Диапазон SNR	-5дБ – 5дБ
Количество OFDM символов (N)	10000
Количество отсчетов в опорном символе	1024

В передатчике были созданы N преамбул. Далее на них производилось воздействие белого гауссовского шума разной интенсивности. В приемнике выносились решения о наличии или отсутствии детерминированного сигнала, затем данные решения сравнивались с истинными. В результате для каждого отношения сигнал шум были определены вероятности правильного ответа (P_{ca}), вероятности правильного обнаружения (P_{cd}) и вероятности ложной тревоги (P_{at}).

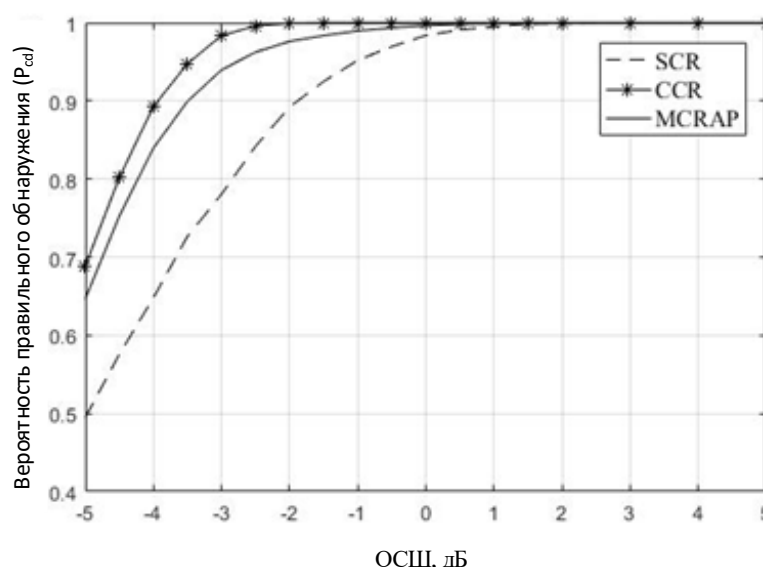


Рисунок 5.6 – Зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал-шум для классического корреляционного приемника (CCR), знакового корреляционного приемника (SCR), многоканального корреляционного приемника с автокорреляционным предсказанием (MCRAP)

Как показали результаты моделирования (рисунок 5.6), вероятность правильного обнаружения сигнала превышает 95% при отношениях сигнал-шум более 0дБ для SCR, -1.5дБ для MCRAP, -2дБ для CCR.

Вероятности «ложной тревоги» представлены на рисунке 5.7.

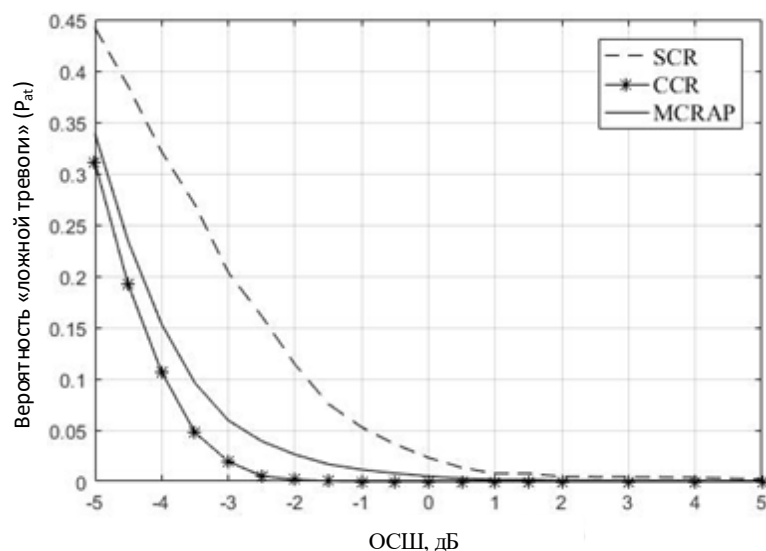


Рисунок 5.7 – Зависимости вероятности ложной тревоги от отношения сигнал-шум для классического корреляционного приемника (CCR), знакового корреляционного приемника (SCR), многоканального корреляционного приемника с автокорреляционным предсказанием (MCRAP)

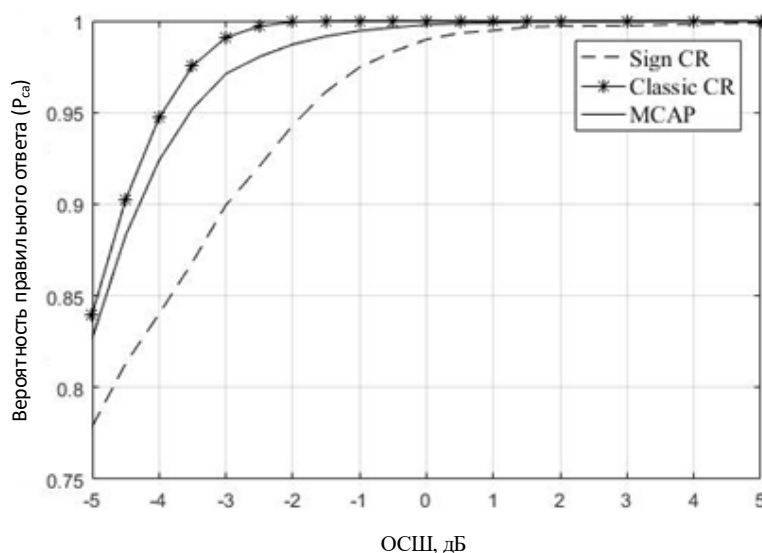


Рисунок 5.8 – Зависимости вероятности правильного ответа от отношения сигнал-шум для классического корреляционного приемника (CCR), знакового корреляционного приемника (SCR), многоканального корреляционного приемника с автокорреляционным предсказанием (MCRAP)

Как видно на рисунке 5.8, вероятность правильного ответа превышает 95% при отношениях сигнал-шум более -1.8дБ для SCR, -3.5дБ для MCRAP, -4дБ для CCR.

Для определения вычислительной сложности классического корреляционного приёмника использовалась система с параметрами, указанными в таблице 5.2.

Таблица 5.2 – Параметры сигналов, используемых при моделировании алгоритма CCR

Параметр	Значение
Количество отсчетов в опорном символе, N	1024
Тип данных	Комплексные значения
Разрядность, N_p	14
Длительность кадра, T_k	10 мс
Длительность опорного сигнала, T_c	34 мкс
Частота обработки, f	30 МГц

Согласно [96, 97] коэффициент корреляции для двух цифровых массивов \mathbf{a} и \mathbf{b} в случае классического корреляционного приёмника будет рассчитываться следующим образом (5.6):

$$\mathbf{r}_{ab} = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{a}_n \cdot \mathbf{b}_n . \quad (5.6)$$

При этом \mathbf{a} и \mathbf{b} являются комплексными векторами, то есть под умножением в (5.6) подразумевается поэлементное комплексное перемножение.

Одно комплексное умножение представляет собой четыре операции умножения и две операции сложения.

Для расчета одного коэффициента корреляции будет выполняться N операции комплексных умножений. Таким образом количество операций умножения составит:

$$N_{\text{ум}} = 4N , \quad (5.7)$$

а операций сложения

$$N_{\text{сл}_1} = 2N. \quad (5.8)$$

После необходимо выполнить операции сложения результатов произведения массивов, количество которых составит:

$$N_{\text{сл}_2} = 2 \cdot (N - 1). \quad (5.9)$$

Таким образом общее количество операций сложения рассчитывается как

$$N_{\text{сл}} = N_{\text{сл}_1} + N_{\text{сл}_2} = 2N + 2 \cdot (N - 1). \quad (5.10)$$

С учётом разрядности количество битовых операций сложения вычисляется как:

$$N_{\text{сл.бит}} = N_{\text{сл}} \cdot N_p. \quad (5.11)$$

В цифровой логике умножение сводится к операциям сложения по модулю два и сдвигу. Количество сложений зависит от разрядности чисел, участвующих в операции. Так, если разрядность обоих чисел одинаковая, количество операций сложения рассчитывается по формуле (5.12):

$$N_{\text{ум.сл}} = (2N_p - 1)(N_p - 1). \quad (5.12)$$

Зная общее количество элементарных операций в такт и частоту тактирования можно рассчитать количество операций в единицу времени (5.13):

$$N_o^{\text{CCR}} = (4N \cdot (2N_p - 1)(N_p - 1) + N_p(2N + 2(N - 1))) \cdot f. \quad (5.13)$$

Подставив все известные параметры из таблицы 5.2, будет получено следующее значение:

$$\begin{aligned} N_o^{\text{CCR}} &= (4 \cdot 1024 \cdot (2 \cdot 14 - 1)(14 - 1) + 14 \cdot (2 \cdot 1024 + 2 \cdot (1024 - 1))) \cdot 30 \cdot 10^6 \\ &= 4,485 \cdot 10^{13}. \end{aligned}$$

Для определения вычислительной сложности знакового корреляционного приёмника использовалась система с параметрами, указанными в таблице 5.3.

Таблица 5.3 – Параметры сигналов, используемых при моделировании алгоритма SCR

Параметр	Значение
Количество отсчетов в опорном символе, N	1024
Тип данных	Комплексные значения
Разрядность, N_p	2
Длительность кадра, T_k	10 мс
Длительность опорного сигнала, T_c	34 мкс
Частота обработки, f	30 МГц

Для расчёта коэффициента корреляции знаковым методом необходимо выполнить N операции сложения по модулю для каждой квадратуры сигнала. Количество операций умножения в этом случае равно нулю. Общее количество операций сложения будет определяться (5.14):

$$N_{\text{сл}} = 2N + 2(N - 1). \quad (5.14)$$

Количество операций битовых сложений можно рассчитать по формуле (5.11).

По аналогии с (5.13) общее количество операций в секунду для знакового корреляционного обнаружителя составит:

$$N_o^{\text{SCR}} = (2N + 2(N - 1)) \cdot N_p \cdot f, \quad (5.15)$$

$$N_o^{\text{SCR}} = (2 \cdot 1024 + 2 \cdot (1024 - 1)) \cdot 14 \cdot 30 \cdot 10^6 = 2,564 \cdot 10^{11}.$$

Вычислительная сложность корреляционного приёмника с автокорреляционным предсказанием складывается из вычислительной сложности, приходящейся на знаковую автокорреляцию и расчёт коэффициентов корреляции в определенном окне. Таким образом по отдельности количество операций за такт для каждого этапа корреляции будет рассчитываться по формулам (5.13) и (5.15), а на общую сложность будет влиять длительность кадра и окна. Для определения вычислительной сложности многоканального корреляционного приемника с автокорреляционным предсказанием использовалась система с параметрами, указанными в таблице 5.4.

Таблица 5.4 – Параметры сигналов, используемых при моделировании алгоритма SCR

Параметр	Значение
Количество отсчетов в опорном символе, N	1024
Тип данных	Комплексные значения
Разрядность значений автокоррелятора, N_{pa}	2
Разрядность значений многоканального коррелятора, N_{pmk}	14
Длительность кадра, T_k	10 мс
Длительность опорного сигнала, T_c	34 мкс
Частота обработки, f	30 МГц
Размер окна, W	128 тактов

Количество операций в секунду для предложенного алгоритма реализации корреляции будет определяться следующим выражением:

$$N_o^{MCRAP} = (2N + 2(N - 1)) \cdot N_{pa} \cdot f + (4N \cdot (2N_{pmk} - 1)(N_{pmk} - 1) + N_{pmk} (2N + 2(N - 1))) \cdot \frac{N + W}{T_k}, \quad (5.16)$$

$$N_o^{MCRAP} = 2,564 \cdot 10^{11} + 1495012 \cdot \frac{1024 + 128}{10 \cdot 10^{-3}} = 4,1787 \cdot 10^{11}.$$

Таким образом наибольшее количество операций в секунду требует классический алгоритм реализации расчёта корреляции. Вычислительная сложность предложенного алгоритма реализации и знакового сопоставима при заданных значениях.

Для большей наглядности на рисунке 5.9 приведены графики зависимости количества операций в секунду от размера преамбулы при фиксированном размере кадра для всех трёх алгоритмов реализации. В представленных расчётах длина кадра бралась равной 10 мс, что соответствует большинству современных стандартов связи, например: LTE, 5G NR, Homeplug AV, G3-PLC [99, 100, 101], а длительность опорной последовательности равна длительности одного OFDM символа.

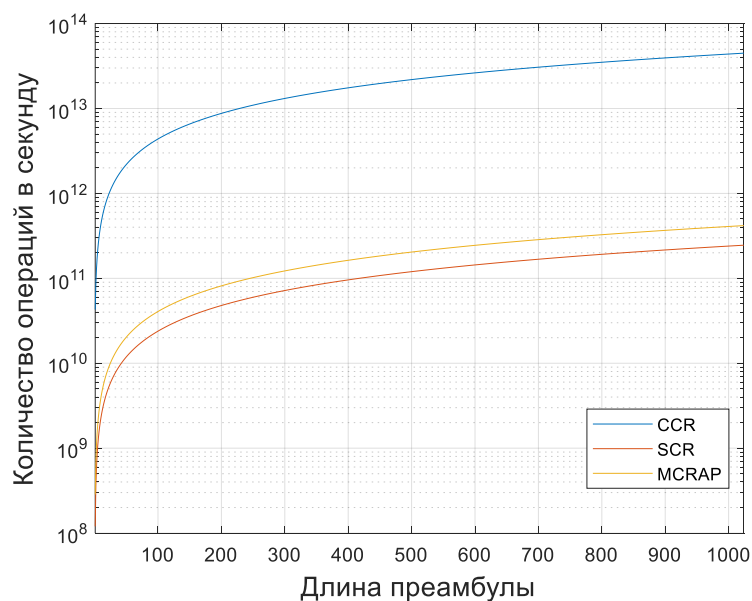


Рисунок 5.9 – Зависимость количества операций в секунду от длины опорной последовательности

Вычислительная сложность предлагаемого решения будет зависеть от отношения длительности опорной последовательности к длительности кадра. Связано это с тем, что наиболее вычислительно затратный этап алгоритма, а именно многопоточный расчёт коэффициента корреляции в отложенном времени, выполняется непосредственно после того, как наличие искомого сигнала было определено автокоррелятором. Соответственно, чем чаще встречается опорная последовательность в кадре, тем чаще алгоритм прибегает ко второму этапу, а следовательно, вычислительная сложность растёт. Зависимость количества операций в секунду от длительности кадра при неизменной длительности преамбулы представлена на рисунке 5.10.

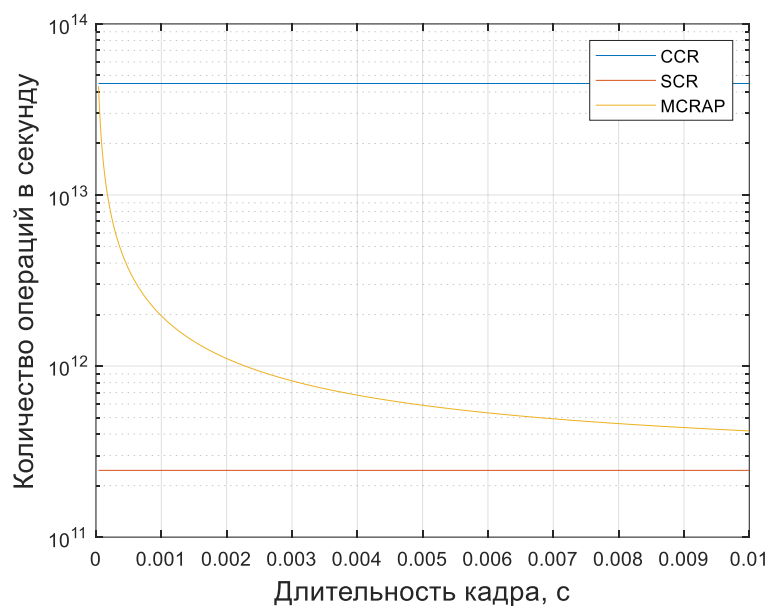


Рисунок 5.10 – Зависимость вычислительной сложности от длительности кадра

Выводы по разделу

В данной главе рассмотрены три алгоритма реализации цифровых корреляционных приемников. Описана структура и принцип работы каждого из корреляционных приемников. Приведены преимущества и недостатки реализации каждого из приемников на ПЛИС. Для проведения исследования была составлена математическая модель системы связи, для каждого из алгоритмов реализации корреляционного приемника. При помощи моделирования были получены вероятности правильного обнаружения (P_{cd}), ложной тревоги (P_{at}) и правильного ответа (P_{ca}) при разных отношениях сигнал-шум.

Как показали результаты моделирования, наилучшие показатели имеет классический корреляционный приемник, что подтверждает теоретические данные [101, 102]. Показатели знакового корреляционного приемника хуже в среднем на 2 дБ, что является значительным недостатком при его использовании. Разница между показателями многоканального корреляционного приемника с автокорреляционным предсказанием и классического не превышает 1 дБ. Это позволяет использовать данную реализацию корреляционного приемника в тех же условиях, что и классическую реализацию. А так как для его реализации требуется

значительно меньше ресурсов, то это позволяет реализовать корреляционный приемник на более бюджетных вариантах ПЛИС.

Результаты данного раздела представлены в следующих работах автора [84, 50]. Получено свидетельство о регистрации программы на ЭВМ «Корреляционный обнаружитель преамбулы OFDM сигнала» № 2019660889 (Приложение Д).

Заключение

В работе проведён обзор существующих PLC систем и на его основе для увеличения спектральной эффективности таких систем предложены и рассмотрены технологии адаптивной модуляции и полного дуплекса. Основными результатами, подтверждающими достижение поставленной цели, являются:

1. предложен метод адаптивной модуляции, включающий операции расчёта оценки канала по переданной преамбуле, корректировку оценки на основе знания предыдущих её значений, группировку и распределение индексов модуляции по поднесущим;

2. проведено моделирование предложенного метода адаптивной модуляции, в ходе которого была подтверждена его эффективность, которая в 1,2 раза больше в сравнении с уже ранее известными методами;

3. предложен метод полнодуплексной связи в PLC системах, который за счёт блока предыскажений учитывает влияние канала передачи на форму собственного передаваемого сигнала, поступающего в тракт собственного приёмника при приёме и передаче данных без временного и частотного разделения;

4. проведено моделирование, подтверждающее эффективность предложенного метода компенсации сигнала-помехи, которая согласно полученным результатам позволяет увеличить спектральную эффективность в 1,14-1,57 раза;

5. разработан макет системы передачи информации по сетям электропитания;

6. исследованы алгоритмы корреляционного обнаружения сигнала. Рассмотрены их реализации на ПЛИС;

7. был получен патент на способ и устройства, включающий методы адаптивной модуляции, предложенные в данной работе, полезная модель № 185926, патент на изобретение № 2739940 полезная модель № 204823.

8. результаты диссертационной работы использованы на кафедре ГОР в учебном процессе по дисциплине «Цифровая обработка сигналов» (Приложение Е).

Таким образом, в научно квалификационной работе в соответствии с сформулированной целью содержится решение всех поставленных задач.

Однако, задача увеличения спектральной эффективности PLC систем остается актуальной. Рассмотренные методы и алгоритмы являются далеко не единственным решением этой задачи. В качестве развития темы в дальнейшем планируется рассмотреть цифровые методы компенсации сигнала-помехи при реализации полнодуплексной связи [103]. Совмещение предложенного аналогового и цифрового методов позволит дополнительно увеличить подавление сигнала собственного передатчика и тем самым улучшить отношение сигнал-помеха в приёмном тракте. Соответственно будет получен большой выигрыш в скорости передачи данных. С целью увеличения спектральной эффективности ещё одной перспективной технологией для PLC систем является метод пространственного кодирования или мультиплексирования сигнала MIMO [104]. В беспроводных системах передающие и приёмные антенны разносятся с целью уменьшения интерференции. В электросети по аналогии для реализации двух каналов передачи можно использовать разные пары проводов однофазной сети, включающей фазный, нулевой и провод заземления. Дополнительный канал можно использовать как для улучшения помехоустойчивости системы с целью увеличения дальности связи, применяя алгоритмы пространственно-временного кодирования, например схемы Аламоути [105], так и для увеличения скорости передачи данных с помощью схем пространственно-временного мультиплексирования. В однофазной сети возможна конфигурация MIMO 2x2, что означает наличие двух передающих и двух приёмных трактов. Такой вариант системы позволит увеличить спектральную эффективность до двух раз. Эти методы могут значительно увеличить скорость передачи данных и повысить помехоустойчивость системы, что открывает новые перспективы в развитии PLC систем.

Список сокращений

BB-PLC	– англ. broadband power line communication, широкополосные системы передачи данных по цепям питания
BER	– англ. bit error ratio, вероятность битовой ошибки
BPSK	– англ. binary phase-shift keying, двоичная фазовая манипуляция
CP	– англ. cyclic prefix, циклический префикс
CSMA	– англ. carrier sense multiple access, множественный доступ с контролем несущей
DSP	– англ. digital signal processor, цифровой сигнальный процессор
EVM	– англ. error vector magnitude, модуль вектора ошибки
FEC	– англ. forward error correction, упреждающая коррекция ошибок
FFT	– англ. fast Fourier transform, быстрое преобразование Фурье
IFFT	– англ. inverse fast Fourier transform, быстрое преобразование Фурье
LDPC	– англ. low-density parity-check code, код с малой плотностью проверок на чётность
LS	– англ. least squares, метод наименьших квадратов
MC-CDMA	– англ. multi-carrier code-division multiple access, многоканальный множественный доступ с кодовым разделением
MER	– англ. modulation error ratio, коэффициент ошибок модуляции
MIMO	– англ. multi-input and multi-output, много входов и много выходов
NB-PLC	– англ. narrowband power line communication, узкополосные системы передачи данных по цепям питания
NRZ	– англ. non return to zero, код без возвращения к нулю
OFDM	– англ. orthogonal frequency-division multiplexing, мультиплексирование с ортогональным частотным разделением
PLC	– англ. power line communication, передача данных по цепям питания

QAM	– англ. quadrature amplitude modulation, квадратурный амплитудный модулятор
QPSK	– англ. quadrature phase shift keying, квадратурная фазовая манипуляция
Rx	– англ. receiver, приёмное устройство
SISO	– англ. single-input and single-output, один вход и один выход
SNR	– англ. signal-to-noise ratio, отношение сигнал-шум
Tx	– англ. transmitter, передающее устройство
ZF	– англ. zero forcing, форсирования нуля
АБГШ	– аддитивный белый гауссовский шум
АЦП	– аналого-цифровой преобразователь
БПФ	– быстрое преобразование Фурье
КАМ	– квадратурный амплитудный модулятор
ММП	– метод максимального правдоподобия
ММСО	– метод минимальной среднеквадратической ошибки
МНК	– метод наименьших квадратов
МШУ	– малошумящий усилитель
ОБПФ	– обратное быстрое преобразование Фурье
ОСШ	– отношение сигнал-шум
ПК	– персональный компьютер
ПЛИС	– программируемая логическая интегральная схема
ППУ	– приёмно-передающее устройство
ПФ	– полосовой фильтр
СПИ	– система передачи информации
ССЗ	– схема согласования и защиты
УМ	– усилитель мощности
ФНЧ	– фильтр нижних частот
ЦАП	– цифро-аналоговый преобразователь

ЭВМ – электронная вычислительная машина

Список использованных источников

1. Об утверждении Таблицы распределения полос радиочастот между радиослужбами Российской Федерации и признании утратившими силу некоторых постановлений Правительства Российской Федерации // Министерство цифрового развития, связи и массовых коммуникация Российской Федерации URL: https://digital.gov.ru/ru/documents/3634/?utm_referrer=https%3a%2f%2fwww.google.com%2f (дата обращения: 15.03.2024).
2. Yousuf M. S., El-Shafei M. Power line communications: An overview-part i //2007 Innovations in Information Technologies (ИТ). – 2007. – С. 218-222.
3. Октябрь 2013 / DevLink-M10 (G3 PLC-MODEM) обеспечит высокую скорость передачи данных по силовым сетям // Сайт компании НПФ "КРУГ" URL: <https://www.krug2000.ru/news/1271.html> (дата обращения: 15.03.2024).
4. Prasad G. In-band full-duplex power line communications : дис. – University of British Columbia, 2019.
5. Fiati P. 5G: New Air Interface and Radio Access Virtualization //HUAWEI WHITE PAPER. – 2015.
6. LG разработала полнодуплексную широкополосную технологию для 5G // Журнал ИКС МЕДИА URL: <https://www.iksmedia.ru/news/> (дата обращения: 15.03.2024).
7. Технология 5G Intel обеспечивает работу ИИ, Интернета вещей // Сайт компании Intel URL: <https://www.intel.com/> (дата обращения: 27.05.2019).
8. Galli S., Logvinov O. Recent developments in the standardization of power line communications within the IEEE //IEEE Communications Magazine. – 2008. – Т. 46. – №. 7. – С. 64-71.
9. Gotz M., Rapp M., Dostert K. Power line channel characteristics and their effect on communication system design //IEEE Communications Magazine. – 2004. – Т. 42. – №. 4. – С. 78-86.
10. Виктор Охрименко. PLC-технологии. Часть 1. Изд. Государственный НИЦ прикладной информатики, Киев, 2009. С.58-62.

11. Охрименко В. Узкополосная PLC-технология: OFDM-модуляция //Время Электроники. – 2010. – №. 9. – С. 42.
12. Башкиров А. В., Муратов А. В., Свиридова И. В. Широкополосная PLC-технология //Труды Международного симпозиума «Надежность и качество». – 2015. – Т. 2.
13. Рогожников Е. В., Мовчан А. К., Дмитриев Э. М. Обработка и преобразование сигналов в системах передачи данных по цепям питания //Информационные системы и технологии: перспективы развития. – 2017. – С. 83-87.
14. Мухамадиев С. М. и др. Обзор стандартов технологии PLC //Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2019. – Т. 1. – №. 1-1. – С. 26-28.
15. G3-PLC – новый международный стандарт для интеллектуальных сетей // Сайт компании Компэл URL: <https://www.compel.ru/> (дата обращения: 15.03.2024).
16. Lin W., Wu Q., Huang Y. Automatic meter reading system based on power line communication of LonWorks //International Technology and Innovation Conference 2009 (ITIC 2009). – IET, 2009. – С. 1-5.
17. Интеллектуальные инсталляционные системы KNX // Сайт компании Tesli 24 URL: https://www.tesli.com/upload/iblock/474/abb_i_bus_knx_technology_of_choice.pdf (дата обращения: 15.03.2024).
18. Oksman V., Zhang J. G. HNEM: the new ITU-T standard on narrowband PLC technology //IEEE Communications Magazine. – 2011. – Т. 49. – №. 12. – С. 36-44.
19. Дмитриев Э. М., Мовчан А. К., Рогожников Е. В. Обзор физического уровня стандарта PLC HomePlug AV 500 Mbps //Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической

конференции. – федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2018. – №. 1-2. – С. 305-307.

20. Amaro N. et al. Implementation and testing of a conformance platform for IEEE 1901.1 Power Line Communication Standard //Journal of Physics: Conference Series. – IOP Publishing, 2021. – Т. 1983. – №. 1. – С. 012066.

21. Hirai J., Kim T. W., Kawamura A. Wireless transmission of power and information and information for cableless linear motor drive //IEEE transactions on Power Electronics. – 2000. – Т. 15. – №. 1. – С. 21-27.

22. Передаточная функция и частотные характеристики // Банк лекции URL: <https://siblec.ru/telekommunikatsii/analogovye-ustrojstva-apparatury-svyazi/1-peredatochnye-funksii-i-chastotnye-kharakteristiki> (дата обращения: 15.03.2024).

23. Импульсная характеристика // Студопедия URL: https://studopedia.ru/9_28194_impulsnaya-harakteristika.html (дата обращения: 15.03.2024).

24. Ding J. et al. A channel estimation algorithm for impulse noise suppression in PLC system //2020 IEEE 20th International Conference on Communication Technology (ICCT). – IEEE, 2020. – С. 34-38.

25. Васин Н. Н., Тарасов Е. М. Принципы построения и реализация инвариантности в классификаторах состояний линий с распределенными параметрами //Инфокоммуникационные технологии. – 2004. – Т. 2. – №. 2. – С. 34-38.

26. Duche D., Gogate V. Signal attenuation in power-line communication channel // International Journal of Emerging Trends & Technology in Computer Science. – 2014. – Т. 3. – №. 2. – С. 123-130.

27. Ali K. M., Messier G. G., Lai S. W. DSL and PLC co-existence: An interference cancellation approach //IEEE Transactions on Communications. – 2014. – Т. 62. – №. 9. – С. 3336-3350.

28. Kolodziej K. E., Perry B. T., Herd J. S. In-band full-duplex technology: Techniques and systems survey //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2019. – Т. 67. – №. 7. – С. 3025-3041.
29. Xu J., Zhang Z. FPGA spread spectrum communication method based on m sequence //2021 3rd International Conference on Intelligent Control, Measurement and Signal Processing and Intelligent Oil Field (ICMSP). – IEEE, 2021. – С. 103-107.
30. Dmitriyev E.M., Spread spectrum technology research and its application in power line communication systems / Dmitriyev E.M., Rogozhnikov E.V., Movchan A.K., Mukhamadiev S.M., Krukov Y.V., Duplishcheva N.V. // T-Comm. – 2020. – Т. 24, № 10. – С. 45–52. DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-10-45-52.
31. Тузлуков В. П. Пространственно-временное разнесение сигналов в системах с широкополосным множественным доступом и кодовым разделением каналов //Известия Национальной академии наук Беларуси. Серия физико-технических наук. – 2019. – Т. 64. – №. 3. – С. 332-346, Борунов Д. И., Селедец И. Е., Рычков В. А. Кодирование сообщения по методу В8ZS и скремблирование. – 2020.
32. Шахтарин Б. И. и др. Метод частотной синхронизации для OFDM-систем в каналах с аддитивным белым гауссовым шумом и рэлеевскими замираниями //Вестник Московского государственного технического университета им. НЭ Баумана. Серия «Приборостроение». – 2016. – №. 2 (107).
33. Гармонов А. В. и др. Способ адаптивного распределения частотно-временного ресурса, адаптивной модуляции, кодирования и регулировки мощности в системе связи. – 2006.
34. Grunheid R., Bolin E., Rohling H. A blockwise loading algorithm for the adaptive modulation technique in OFDM systems //IEEE 54th Vehicular Technology Conference. VTC Fall 2001. Proceedings (Cat. No. 01CH37211). – IEEE, 2001. – Т. 2. – С. 948-951..
35. Cho Y. S. et al. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB. – John Wiley & Sons, 2010.

36. Рогожников Е. В., Дмитриев Э. М., Мовчан А. К.; Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники". Способ адаптивной модуляции для систем связи, использующих сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием. Патент № 2739940 РФ, МПК Н04В 1/709. № 2020115789; Заявл. 14.05.2020; Оpubл. 30.12.2020.
37. Coleri S. et al. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems //IEEE Transactions on broadcasting. – 2002. – Т. 48. – №. 3. – С. 223-229.
38. Сахно С. А. Разработка алгоритма цикловой синхронизации широкополосных канальных сигналов при передаче информации в системах спутниковой связи. – 2016.
39. Майков Д. Ю. Алгоритмы оценки параметров символьной и частотной синхронизации в мобильных OFDM-системах радиосвязи //г. Томск. – 2014.
40. Malik G., Sappal A. S. Adaptive equalization algorithms: an overview //International journal of advanced computer science and applications. – 2011. – Т. 2. – №. 3..
41. Чирков О. Н. Прямое формирование OFDM сигналов //Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2012. – Т. 8. – №. 5.
42. Babu A. S., Rao D. K. V. S. Evaluation of BER for AWGN, Rayleigh and Rician fading channels under various modulation schemes //International Journal of Computer Applications. – 2011. – Т. 26. – №. 9. – С. 23-28.
43. Walsh Codes, PN Sequences and their role in CDMA Technology, Barker, R. H. "Group Synchronizing of Binary Digital Sequences." In Communication Theory. London: Butterworth, pp. 273-287, 1953.
44. Canete F. J. et al. A channel model proposal for indoor power line communications //IEEE Communications Magazine. – 2011. – Т. 49. – №. 12. – С. 166-174.

45. Ковалев В. В., Покаместов Д. А. Способы улучшения эквалайзирования в системах связи с OFDM // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2018. – Т. 21. – №. 1.
46. Песков С. Н., Ищенко А. Е. Расчет вероятности ошибки в цифровых каналах связи // Теле-спутник. – 2010. – №. 11. – С. 70.
47. Е.В. Рогожников, Э.М. Дмитриев, Р.Р. Абенов. Полнодуплексная система передачи данных по цепям питания. Аналоговая компенсация, концепция построения и проблемы организации. Изд. T-Comm Vol.13, 2019.
48. Schwarz F. et al. Firmware Vulnerability Analysis of Widely Used Low-Budget TP-Link Routers // Electronic Imaging. – 2021. – Т. 2021. – №. 3. – С. 135-1-135-11.
49. Iperf – программа для тестирования пропускной способности сети // РЕДОС URL: <https://redos.red-soft.ru/base/manual/network/iperf/> (дата обращения: 15.03.2024).
50. Вершинин А. С., Мякочин Ю. О. Аппаратная реализация гетерогенного PLC RF-модема для автоматизированных систем контроля и учета энергоресурсов // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2016. – №. 1-1. – С. 56-59.
51. Rogozhnikov E. V. et al. Adaptive Modulation Method for Communication Systems Using Signals with Orthogonal Frequency Multiplexing // 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – IEEE, 2022. – С. 246-250.
52. Е.В. Рогожников, А.С. Колдомов. Экспериментальное исследование цифровой компенсации полнодуплексной системы беспроводной связи. Изд. T-Comm Vol.13, 2018.

53. Jain M. et al. Practical, real-time, full duplex wireless //Proceedings of the 17th annual international conference on Mobile computing and networking. – ACM, 2011. – С. 301-312
54. Prasad G., Lampe L., Shekhar S. Enhancing transmission efficiency of broadband PLC systems with in-band full duplexing //2016 International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC). – IEEE, 2016. – С. 46-51.
55. Passerini F., Tonello A. M. In band full duplex PLC: The role of the hybrid coupler //2016 International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC). – IEEE, 2016. – С. 52-57.
56. Weinstein S. Echo cancellation in the telephone network //IEEE Communications Society Magazine. – 1977. – Т. 15. – №. 1. – С. 8-15.
57. Ho M., Cioffi J. M., Bingham J. A. C. Discrete multitone echo cancelation //IEEE Transactions on Communications. – 1996. – Т. 44. – №. 7. – С. 817-825.
58. Verhoeckx N. et al. Digital echo cancellation for baseband data transmission //IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1979. – Т. 27. – №. 6. – С. 768-781.
59. В. Дуплищева, Е.В. Рогожников, Э.М. Дмитриев Цифровая компенсация полнодуплексной системы передачи данных по цепям электропитания// материалы докладов XVI Международная конференция "Электронные средства и телекоммуникационные системы " 18-20 ноября 2020 г., из-во "В-Спектр", 2020, Ч.1-С. 7-11.
60. Kim Y. et al. Design of analog front end for power-line communication of Korean standard //IEEE transactions on power delivery. – 2008. – Т. 23. – №. 4. – С. 1918-1920.
61. Рогожников Е. В., Колдомов А. С., Терешков В. В. Обзор методов аналоговой компенсации для полнодуплексной системы беспроводной связи //Перспективы развития информационных технологий. – 2014. – №. 17.
62. Movchan A. K. et al. Approach to Implementation Full-duplex Communication Technology in Power Line Communication Systems //2020 21st

International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – IEEE, 2020. – С. 112-117.

63. Bharadia D., McMilin E., Katti S. Full duplex radios //Proceedings of the ACM SIGCOMM 2013 conference on SIGCOMM. – 2013. – С. 375-386.

64. Sabharwal A. et al. In-band full-duplex wireless: Challenges and opportunities //IEEE Journal on selected areas in communications. – 2014. – Т. 32. – №. 9. – С. 1637-1652.

65. Chen W. Y., Dixon J. L., Waring D. L. High bit rate digital subscriber line echo cancellation //IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1991. – Т. 9. – №. 6. – С. 848-860.

66. Choi J. I. et al. Achieving single channel, full duplex wireless communication //Proceedings of the sixteenth annual international conference on Mobile computing and networking. – 2010. – С. 1-12.

67. Prasad G., Lampe L. Full-duplex power line communications: Design and applications from multimedia to smart grid //IEEE Communications Magazine. – 2019. – Т. 58. – №. 2. – С. 106-112.

68. Rogozhnikov E. V., Dmitriyev E. M., Movchan A. K. Full-duplex power line communication system. Analog cancellation, system concept and implementation problems //2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). – IEEE, 2018. – С. 1-5.

69. Alliance H. P. P. HomePlug powerline networking technology hits maturation as global broadband standard (2016) //URL [http://www. homeplug. org/news/member-pr/398](http://www.homeplug.org/news/member-pr/398).

70. Prasad G., Lampe L., Shekhar S. Analog interference cancellation for full-duplex broadband power line communications //2017 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC). – IEEE, 2017. – С. 1-6.

71. Рогожников Е. В., Дмитриев Э. М., Мовчан А. К.; Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники".

Устройство передачи информации по цепям питания. Патент № 204823 РФ, МПК Н04В 3/00. № 2020132918; Заявл. 07.10.2020; Опубл. 16.06.2021

72. Sharma P., Gupta P., Singh P. K. Performance comparison of zf, lms and rls algorithms for linear adaptive equalizer //International Journal of Advanced Computer Science and Applications. – 2014. – Т. 2.

73. Мазурков М. И. и др. Методы повышения защиты информации путем объединения операций уплотнения, шифрования и канального кодирования //Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2011. – Т. 54. – №. 5. – С. 3-16, Баринов А. Ю. Перемежение в канальном кодировании: свойства, структура, специфика применения //Журнал радиоэлектроники. – 2019. – №. 1. – С. 3-3

74. Худяков Г. И. Пропускная способность цифровых каналов электросвязи с квадратурной амплитудной модуляцией //Электросвязь. – 2010. – №. 6. – С. 38-40.

75. Аль-Месри А. С. А. Применение итеративных преобразований в процедуре декодирования избыточных кодов //III Научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2019. – 2019. – С. 180-181.

76. Rajesh M. N. et al. An analysis of BER comparison of various digital modulation schemes used for adaptive modulation //2016 IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT). – IEEE, 2016. – С. 241-245.

77. Le J. et al. A novel PLC channel modeling method and channel characteristic analysis of a smart distribution grid //Protection and Control of Modern Power Systems. – 2017. – Т. 2. – С. 1-13..

78. Maeland E. On the comparison of interpolation methods //IEEE transactions on medical imaging. – 1988. – Т. 7. – №. 3. – С. 213-217.

79. Bedir N. S., Kaçar F. Design and Simulation of 64 Bit FPGA Based Arithmetic Logic Unit //Electrica. – 2019. – Т. 19. – №. 2. – С. 158-166.

80. Dual TxDAC+ Digital-to-Analog Converters // Рынок микроэлектроники URL: <http://catalog.gaw.ru/> (дата обращения: 15.03.2024).

81. R&S®FSVA/FSV Анализатор сигналов и спектра Первые шаги // Rohde-Schwarz URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuals/gb_1/f/fsv_1/FSVA_FSV_QuickStartguide_ru_03.pdf (дата обращения: 15.03.2024).

82. Пономаренко В. И. и др. Системы передачи информации с корреляционным приемом на базе генераторов с динамическим хаосом //Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия Физика. – 2020. – Т. 20. – №. 3.

83. Movchan A. K. et al. Approach to Implementation Full-duplex Communication Technology in Power Line Communication Systems //2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – IEEE, 2020. – С. 112-117.

84. Mukhamadiev S. et al. Method for Digital Cancellation of System Interference in a Full-Duplex Power Line Communication System //Electronics. – 2023. – Т. 12. – №. 10. – С. 2211.

85. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков. – М. : Высшая школа, 2000. – 462 с.

86. Dmitriyev E. et al. The study of correlation receivers //2019 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – IEEE, 2019. – С. 155-159.

87. Dmitriyev E. et al. Performance Comparison of FPGA-based Methods for Preamble Detection at Interference //2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – IEEE, 2019. – С. 0152-0155.

88. Teh P. C. et al. A comparative study of the performance of seven-and 63-chip optical code-division multiple-access encoders and decoders based on superstructured fiber Bragg gratings //Journal of Lightwave Technology. – 2001. – Т. 19. – №. 9. – С. 1352.

89. Загидуллин Ю. Т. и др. Исследование качества обнаружения преамбульных символов в сигналах OFDM //Вестник ИжГТУ имени МТ Калашникова. – 2012. – №. 2. – С. 118-121.

90. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн.1. - М.: Сов. радио, 1966.
91. Лихачев В. П. и др. Обоснование требований к вычислительному устройству цифрового автокорреляционного приемника сигналов РСА //Журнал радиоэлектроники. – 2014. – №. 1. – С. 9-9.
92. Авдеев В. Б., Канавин С. В., Паньчев С. Н. Применение алгоритма оптимальной обработки сигналов для защиты информации в каналах связи с зашумлением //Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2012. – №. 1. – С. 14-18.
93. Nikfar B. Multichannel power line communication : дис. – Dissertation, Duisburg, Essen, Universität Duisburg-Essen, 2017, 2018.
94. Teh P. C. et al. A comparative study of the performance of seven-and 63-chip optical code-division multiple-access encoders and decoders based on superstructured fiber Bragg gratings //Journal of Lightwave Technology. – 2001. – Т. 19. – №. 9. – С. 1352.
95. Елагина К. А. Способы обнаружения сигналов с линейной и нелинейной частотной модуляцией со стабилизацией вероятности ложной тревоги //Цифровая обработка сигналов. – 2016. – №. 2. – С. 20-25.
96. Айфитчер Э. С., Джервис Б. У. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е изд.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004.
97. Скляр Б. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004.
98. Lampe L., Tonello A. M., Swart T. G. (ed.). Power Line Communications: Principles, Standards and Applications from multimedia to smart grid. – John Wiley & Sons, 2016.
99. Kanchi S. et al. Overview of LTE-A technology //2013 IEEE global high tech congress on electronics. – IEEE, 2013. – С. 195-200.

100. Rinaldi F., Raschella A., Pizzi S. 5G NR system design: A concise survey of key features and capabilities //Wireless Networks. – 2021. – Т. 27. – №. 8. – С. 5173-5188.
101. Богданова, С. В. Информационные технологии : Учебное пособие для студентов высших учебных заведений / С. В. Богданова, А. Н. Ермакова. – Ставрополь: ООО Ставропольсервисшкола, 2014. – 210 с. – EDN TNMIED.
102. Аджемов, А. С. Общая теория связи: Учебник для вузов / А. С. Аджемов, В. Г. Санников. – Москва: Научно-техническое издательство "Горячая линия-Телеком", 2018. – 624 с. – ISBN 978-5-9912-0690-7. – EDN YNPIRN.
103. Ahmed E., Eltawil A. M. All-digital self-interference cancellation technique for full-duplex systems //IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2015. – Т. 14. – №. 7. – С. 3519-3532.
104. Lu L. et al. An overview of massive MIMO: Benefits and challenges //IEEE journal of selected topics in signal processing. – 2014. – Т. 8. – №. 5. – С. 742-758.
105. Nandi S., Nandi A., Pathak N. N. Performance analysis of Alamouti STBC MIMO OFDM for different transceiver system //2017 International Conference on Intelligent Sustainable Systems (ICISS). – IEEE, 2017. – С. 883-887.

ПРИЛОЖЕНИЕ А
(обязательное)
КОПИИ ДОКУМЕНТОВ



ПРИЛОЖЕНИЕ Б
(обязательное)
КОПИИ ДОКУМЕНТОВ

УТВЕРЖДАЮ

Директор ООО НПК «Техника дела»

Стяжков А. Ю.



«10» 02 2021 г.

АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Дмитриева Эдгара Михайловича на соискание ученой степени кандидата технических наук.




Комиссия в составе:

председатель	А.Ю. Стяжков – директор
члены комиссии	С.А. Рябков – заместитель директора
	С.Ю. Андреев – ведущий инженер, к.т.н.

составили настоящий акт о том, что результаты, полученные Э.М. Дмитриевым в диссертационной работе на соискание ученой степени кандидата технических наук, являются практически значимыми и успешно реализованы на предприятии ООО «НПК «Техника дела».

Разработанные Э.М. Дмитриевым технические решения в области цифровой обработки сигналов, а именно способ адаптивной модуляции для систем связи, использующих сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием и программное обеспечение, реализующее алгоритм корреляционного обнаружения сигнала синхронизации для программируемых логических интегральных схем, были использованы при реализации устройства передачи информации по сетям электропитания.

Внедрение результатов работы Э.М. Дмитриева позволило реализовать на практике систему передачи информации по сетям электропитания, позволяющую выполнять обнаружение сигналов синхронизации в сложной помеховой обстановке, оценивать канал передачи и адаптивно подстраиваться к его изменениям и возникающим помехам, что имеет больше значение для обеспечения качественной связи при работе в канале с частотно-селективными замираниями в условиях наличия импульсных и узкополосных помех.

председатель	 А.Ю. Стяжков – директор
члены комиссии	 С.А. Рябков – заместитель директора
	 С.Ю. Андреев – ведущий инженер, к.т.н.

ПРИЛОЖЕНИЕ В
(обязательное)
КОПИИ ДОКУМЕНТОВ



ПРИЛОЖЕНИЕ Г
(обязательное)
КОПИИ ДОКУМЕНТОВ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 185926

**УСТРОЙСТВО ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО ЦЕПЯМ
ПИТАНИЯ**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (RU)*

Авторы: *Рогожников Евгений Васильевич (RU), Дмитриев Эдгар Михайлович (RU), Мовчан Андрей Кириллович (RU)*


Заявка № 2018119034

Приоритет полезной модели 23 мая 2018 г.

Дата государственной регистрации в
Государственном реестре полезных
моделей Российской Федерации 25 декабря 2018 г.

Срок действия исключительного права
на полезную модель истекает 23 мая 2028 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ивлиев



ПРИЛОЖЕНИЕ Д
(обязательное)
КОПИИ ДОКУМЕНТОВ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019660889

Корреляционный обнаружитель преамбулы OFDM сигнала

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (ТУСУР) (RU)*

Авторы: *Рогожников Евгений Васильевич (RU), Дмитриев Эдгар (KZ), Петровский Кирилл Викторович (RU)*

Заявка № **2019619539**

Дата поступления **31 июля 2019 г.**

Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **14 августа 2019 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 **Г.П. Ильев**



ПРИЛОЖЕНИЕ Е
(обязательное)
КОПИИ ДОКУМЕНТОВ

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
**«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ» (ТУСУР)**

Утверждаю

Проректор по научной работе и
инновациям ТУСУР, к.т.н.,
доцент

 А.Г. Лоцилов

29.03 2024 г.

Акт

Об использовании результатов

диссертационной работы Дмитриева Эдгара Михайловича, представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Комиссия в составе:

председатель: зав. каф. ТОР, к.т.н., Рогожников Е.В.,
член комиссии: доцент каф. ТОР, к.т.н., Покаместов Д.А.
член комиссии: доцент каф. ТОР, к.т.н., Крюков Я.В.

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Дмитриева Эдгара Михайловича использованы на каф. ТОР в учебном процессе с 2023/2024 учебного года для студентов направлений подготовки:

11.03.01 «Радиотехника», бакалавриат, профиль «Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов»;

11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», бакалавриат, профиль «Системы радиосвязи и «Интернета вещей»;

11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», бакалавриат, профиль «Защищённые системы и сети связи»

при проведении лекционных и практических занятий по дисциплине «Цифровая обработка сигналов».

Член комиссии  Д.А. Покаместов
к.т.н., доцент каф. ТОР

Член комиссии  Я.В. Крюков
к.т.н., доцент каф. ТОР

Председатель комиссии  Е.В. Рогожников
к.т.н., зав. каф. ТОР