

**МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ, СВЯЗИ
И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**
Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное
бюджетное образовательное учреждение высшего образования
МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ СВЯЗИ И ИНФОРМАТИКИ

На правах рукописи



Алёшинцев Андрей Владимирович

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА МНОГОЧАСТОТНОЙ ПЕРЕДАЧИ
ДАННЫХ УЗКОПОЛОСНЫМИ ФИНИТНЫМИ СИГНАЛАМИ**

Специальность 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
кандидат технических наук, доцент
Санников Владимир Григорьевич

Москва - 2024 г.

	Стр.
ОГЛАВЛЕНИЕ	2
Введение	6
1. Обзор методов компенсации межсимвольных искажений при высокоскоростной передаче данных в цифровых телекоммуникационных системах	14
1.1. Цифровая система передачи двоичных сообщений по частотно-ограниченному шумовому каналу связи	15
1.1.1. Модель стационарного частотно-ограниченного канала связи и влияние его частотных искажений на передаваемые сигналы ..	15
1.1.2. Структурные схемы одночастотных модемов	18
1.1.3. Оптимальный прием данных и спектрально-эффективные сигналы	20
1.2. Синтез сигналов, согласованных с характеристиками канала связи	24
1.2.1. Сигналы, ограниченные по полосе частот	25
1.2.2. Вариационные принципы синтеза финитных во времени сигналов	27
1.2.2.1. Синтез формирующего импульса с минимальной эффективной шириной спектра	27
1.2.2.2. Синтез формирующего импульса с минимизацией энергетических потерь и требуемой полосы частот	29
1.2.2.3. Синтез формирующего импульса по известным частотным характеристикам канала связи	30
1.2.2.4. Оптимальный синтез финитных сигналов, не вызывающих межсимвольной интерференции на выходе линейного канала связи ..	32
1.3. Межсимвольные искажения и методы их компенсации	34
1.3.1. Межсимвольные искажения при передаче данных по неидеальному каналу связи	34
1.3.2. Оптимальные методы компенсации межсимвольных искажений..	35
1.4. Методы последовательной многочастотной передачи данных по частотно ограниченному каналу связи	36
1.4.1. Многочастотная система передачи данных с узкополосными сигналами (DMT)	36
1.4.1.1. Особенности многочастотной узкополосной передачи данных ...	37
1.4.1.2. Структура и принцип действия ЦСП с узкополосными сигналами.	38
1.4.2. Многочастотные системы передачи данных с широкополосными сигналами (OFDM)	40

1.4.2.1.	Структура и принцип действия ЦСП с OFDM	41
1.5.	Технологии многочастотной передачи данных, альтернативные OFDM	43
1.5.1.	Особенности технологии передачи данных GFDM	44
1.5.2.	Особенности многочастотной модуляции с использованием банка фильтров (FBMC)	44
1.5.3.	Особенности технологии передачи данных UFMC	45
1.5.4.	Многочастотная передача данных неортогональными сигналами	46
1.5.4.1.	Особенности передачи данных методом Faster-than-Nyquist (FTN)	46
1.5.4.2.	Особенности уплотнения каналов связи на основе неортогональных сигналов	47
1.6.	Выводы по разделу 1 и постановка задач исследования	47
2.	Структурные схемы и эффективность многочастотного модема с узкополосными оптимальными финитными сигналами первого вида	50
2.1.	Расчет характеристик и параметров канальных фильтров Баттерворта	51
2.2.	Оптимальные финитные сигналы первого вида, синтезируемые по критерию максимума в центре символьного интервала на выходе фильтра Баттерворта	54
2.2.1.	Общие соотношения для оптимальных финитных сигналов первого вида (ОФС1)	54
2.2.2.	Пример модели одноканальной системы передачи двоичных сообщений с ОФС1 без межсимвольной интерференции	55
2.2.3.	Сигналы и спектры, согласованные с характеристиками фильтра Баттерворта восьмого порядка	57
2.3.	Усовершенствование структурных схем многочастотного модема с узкополосными оптимальными финитными сигналами первого вида	60
2.3.1.	Структура и принцип действия простейшего модема МЧМ0-DMT	60
2.3.2.	Первая усовершенствованная структура и принцип действия оптимального модема МЧМ1.1-DMT	63
2.3.3.	Вторая усовершенствованная структура и принцип действия оптимального модема МЧМ1.2-DMT	66
2.3.4.	Третья усовершенствованная структура и принцип действия оптимального модема МЧМ1.3-DMT	69
2.4.	Сравнение спектрально-энергетической эффективности многочастотных модемов с узкополосными и широкополосными сигналами	74

2.4.1.	Эффективность многочастотного модема МЧМ-DMT с узкополосными оптимальными финитными сигналами первого вида	75
2.4.1.1.	Расчет помехоустойчивости и энергетической эффективности МЧМ-DMT	77
2.4.2.	Эффективность многочастотного модема с широкополосными сигналами на основе МЧМ-OFDM	80
2.4.3.	Сравнительный анализ эффективности многочастотных модемов	82
2.5.	Основные результаты и выводы по разделу 2	83
3.	Синтез оптимальных финитных сигналов второго вида по критерию максимума среднего значения отклика фильтра Баттерворта. Сравнительный анализ характеристик ОФС1 и ОФС2	85
3.1.	Синтез оптимальных финитных сигналов второго вида	86
3.2.	Расчет множителей Лагранжа для ОФС2	88
3.3.	Сравнительный анализ оптимальных финитных сигналов ОФС1 и ОФС2	91
3.3.1.	Исследование характеристик ОФС1 и ОФС2 для фильтра Баттерворта первого порядка (ФБ1)	92
3.3.2.	Исследование характеристик ОФС1 и ОФС2 для фильтра Баттерворта второго порядка (ФБ2)	93
3.3.3.	Сигналы и спектры ОФС1 и ОФС2 для фильтра Баттерворта восьмого порядка (ФБ8)	95
3.4.	Сравнительные энергетические характеристики ОФС1 и ОФС2 ..	96
3.4.1.	Энергетические характеристики ОФС1 и ОФС2 для ФБ1	97
3.4.2.	Энергетические характеристики ОФС1 и ОФС2 для фильтров Баттерворта с комплексно-сопряженными полюсами и порядками от 2 до 8	98
3.4.3.	Энергетический выигрыш ОФС2 по сравнению с ОФС1 для различных порядков фильтра Баттерворта	99
3.4.4.	Сравнительная оценка помехоустойчивости ОФС1 и ОФС2	100
3.5.	Основные результаты и выводы по разделу 3	103
4.	Разработка адаптивного оптимального многочастотного модема с повышенной спектрально-энергетической эффективностью	104
4.1.	Структура и эффективность усовершенствованного модема МЧМ2.3-DMT	105
4.2.	Оценка влияния характеристик канала связи на помехоустойчивость модемов МЧМ-DMT	109

4.3.	Рекуррентная оценка параметров реального канала связи на основе оптимальной полигармонической фильтрации	111
4.3.1.	Полигармоническая модель гауссовского канала связи	112
4.3.2.	Оптимальная оценка параметров полигармонической модели гауссовского канала связи (ГКС)	113
4.3.3.	Результаты экспериментальной оценки АЧХ и ФЧХ ГКС	114
4.4.	Структура адаптивной ЦСП с многочастотной модуляцией и оптимальными финитными сигналами, максимизирующих средние значения откликов канальных фильтров Баттерворта	116
4.4.1.	Структурная схема ЦСП с МЧМ2.3-DMT	116
4.4.2.	Адаптация модема с МЧМ2.3-DMT	118
4.5	Основные результаты и выводы по разделу 4	119
Заключение		121
Основные сокращения		123
Список литературы		125
Приложение 1		138
Приложение 2		139
Приложение 3		140
Приложение 4		141

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Развитие современных цифровых телекоммуникационных систем передачи данных (ЦСП), в том числе систем цифровой телефонии, предполагает постоянное повышение их эффективности и помехоустойчивости. В условиях частотно-ограниченного канала связи (КС) основными препятствиями повышения эффективности ЦСП являются шумы КС и эффект межсимвольной интерференции (МСИ). При этом с увеличением скорости данных доминирующее влияние на снижение качества связи оказывает МСИ. Поэтому актуальным направлением в решении задачи повышения эффективности и помехоустойчивости ЦСП является разработка новых методов передачи данных с частичной или полной компенсацией МСИ.

В современных ЦСП для нивелирования МСИ отмечаются два направления. К первому направлению относятся методы одноканальной передачи данных на одной несущей с использованием на приеме эквалайзера (корректора характеристик КС). К недостаткам этого направления относятся: низкая эффективность подавления МСИ, большая сложность реализации эквалайзера, вносящего к тому же задержку в принимаемые решения за счет организации сложного приема в целом, и, наконец, помехоустойчивость модема с эквалайзером оценивается лишь приближенно. Второе направление связано с концепцией передачи данных не по одному, но по многим каналам с многочастотной модуляцией (МЧМ), когда «быстрый» поток передаваемых данных разделяется на множество параллельных «медленных» потоков, модулирующих поднесущие с разными частотами. Поскольку при уменьшении скоростей подканалов длительности их символьных интервалов увеличиваются, действие МСИ уменьшается.

Различают ЦСП с широкополосными и узкополосными поднесущими [88]. В настоящее время широкую известность получила технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением широкополосных поднесущих (OFDM). Несмотря на ряд её достоинств, она имеет недостатки, среди которых можно выделить следующие: ограниченная спектральная эффективность OFDM-сигнала из-за наличия защит-

ного интервала для уменьшения влияния МСИ, невозможность оптимизации формы сигнала, высокий уровень внеполосных излучений.

В цифровых абонентских линиях широко распространен метод DMT (метод дискретной многочастотной модуляции с узкополосными сигналами). Благодаря использованию ряда формирующих фильтров на передаче и набора согласованных с ними фильтров на приеме такая технология имеет ряд преимуществ по сравнению с OFDM. Использование узкополосных формирующих фильтров позволяет синтезировать для них оптимальные финитные сигналы (ОФС), принципиально не вызывающие на их выходах МСИ, что не требует введения защитного интервала, а, следовательно, приводит к более высокой спектральной эффективности ЦСП. Другое достоинство таких ЦСП, определившее их широкое распространение, заключается в возможности их эффективной адаптации к изменяющимся характеристикам КС. Важным результатом использования узкополосных ОФС является гибкость в формировании спектра передаваемого сигнала. Например, с учетом результатов измерения состояния КС не использовать для передачи те области частот, в которых затухание сигнала, либо мощность помехи велики. Узкополосность каналов многочастотных ЦСП позволяет эффективно бороться с помехами путем исключения каналов в пораженных участках спектра.

Приведенные характеристики ЦСП с узкополосными сигналами обусловили повышенный интерес к ним различных разработчиков. Поэтому задача разработки новых методов многочастотной передачи данных с узкополосными сигналами (МЧМ-DMT) и повышенной спектрально-энергетической эффективностью (СЭЭ), рассматриваемая в работе, является актуальным направлением дальнейших исследований.

Степень разработанности темы. Международным союзом электросвязи (МСЭ) разработан целый ряд методов МЧМ для высокоскоростной передачи данных по частотно-ограниченным КС, нашедших свое практическое применение в современных ЦСП и закрепленных в стандартах: G 992 (ADSL), G 993 (VDSL) – проводные технологии, IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), LTE – беспроводные технологии и др. Большой вклад в разработку указанных методов внесли многие зарубежные и российские ученые и инженеры: Bellamy J.C., Ebert P.M., Chang R.W., Salzberg B.R., Mosier R.R., Clabaugh R.G., Weinstein S.B., Peled F., Proakis J.G, Ruiz A., Hirosaki B., Morelli M, Mengali U., Omidì M.J., Gulak P.G., Wang Lei, Rohling H., Агеев Д.В., Бакулин М.Г., Балашов В.А., Белов С.П., Борисов Ю.П., Быховский М.А., Ворожищев И.В., Витязев В.В., Гапанович О.Ю., Гельгор А.Л., Завьялов С.В., Ипатов В., Кловский Д.Д., Лагутенко О.И.,

Лев А.Ю., Макаров С.Б., Николаев Б.И., Рашич А.В., Родионов А.Ю., Санников В.Г., Тихвинский О.С., Трифонов П.В., Хазан В.Л. и другие ученые.

ЦСП с МЧМ имеют многочисленные технические решения. В англоязычной литературе МЧМ – это DMT (Discrete Multi Tone) модуляция. Различают МЧМ-DMT модемы с узкополосными и широкополосными поднесущими. Упрощенным вариантом реализации метода МЧМ-DMT является метод передачи с широкополосными ортогональными гармоническими сигналами (ОГСП) или в англоязычной версии это метод - OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением).

Как следует из ряда источников от основных недостатков, в частности, невозможности оптимизации сигналов, присущих методу ОГСП-OFDM, избавлен метод МЧМ-DMT с узкополосными поднесущими, которому в данное время несправедливо уделено мало внимания.

Следовательно, проблема высокоскоростной передачи данных по частотно-ограниченным КС в условиях действия шумов и МСИ не является полностью решенной и требует дальнейшего исследования.

Объектом исследования является многочастотный модем в цифровой системе передачи данных с узкополосными сигналами, не вызывающими межсимвольной интерференции в канале связи.

Предметом исследований являются методы повышения спектрально-энергетической эффективности многочастотного модема с узкополосными оптимальными финитными сигналами, синтезируемыми по критерию максимума отношения сигнал/шум на входах демодуляторов цифровой системы передачи данных.

Цели и задачи работы. Целью диссертационной работы является разработка и исследование новых методов многочастотной передачи данных с повышенной спектрально-энергетической эффективностью на основе оптимизации форм финитных сигналов, модулирующих узкополосные поднесущие, и позволяющих осуществлять их оптимальную согласованную фильтрацию при поэлементном приеме.

Для достижения поставленной цели в работе решаются следующие задачи:

1. Разработка структурных схем многочастотного модема с узкополосными ОФС сигналами первого вида, максимизирующих отклики канальных фильтров Баттерворта в середине символьного интервала и не вызывающих МСИ на их выходах; исследование спектрально-энергетической эффективности различных модификаций данного модема;

2. Синтез новых ОФС второго вида, максимизирующих среднее значение откликов канальных фильтров Баттерворта, не вызывающих МСИ на их выходах, имеющих пониженный пик-фактор и повышенную спектрально-энергетическую эффективность по сравнению с ОФС первого вида;

3. Разработка усовершенствованного модема МЧМ-DMT с двумерной обработкой ОФС второго вида и повышенной спектрально-энергетической эффективностью;

4. Разработка нового адаптивного многочастотного модема с узкополосными ОФС второго вида и повышенным качеством оценок параметров нестационарного гауссовского канала связи.

5. Проверка работоспособности на ПЭВМ отдельных частей модема с ОФС.

Методы исследований. Методы многоканальной связи, приема и фильтрации сигналов дискретной модуляции, цифровой обработки, синтеза и статистического моделирования сигналов и систем.

Область исследования. Результаты работы соответствуют следующим пунктам паспорта научной специальности 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций: П. 2 – «Исследование новых технических, технологических и программных решений, позволяющих повысить эффективность развития цифровых сетей, систем и устройств телекоммуникаций», П. 15 – «Исследование и разработка новых сигналов, а также соответствующих модемов, кодеков, мультиплексоров и селекторов, обеспечивающих высокую надежность и качество обмена информацией в условиях воздействия внешних и внутренних помех».

Научная и практическая новизна диссертации

1. Разработана методика повышения спектрально-энергетической эффективности цифрового модема с многочастотной модуляцией, основанная на синтезе узкополосных ОФС, согласованных с характеристиками канальных фильтров Баттерворта и не вызывающих на их выходах межсимвольной интерференции, что позволяет организовать посимвольный прием на фильтры, согласованные с ОФС.

2. Разработано аналитическое решение оптимизационной задачи на условный экстремум по синтезу форм, спектров и множителей Лагранжа для ОФС2 второго вида, максимизирующих среднее значение отклика фильтра Баттерворта и не вызывающих на его выходе межсимвольной интерференции.

3. Разработаны аналитические соотношения для точного расчета спектрально-энергетической эффективности многочастотных цифровых модемов с ОФС первого и второго вида.

4. Разработаны модемы МЧМ-DMT с узкополосными сигналами обладающие лучшими характеристиками в сравнение с модемами МЧМ-OFDM с широкополосными сигналами. Проведен сравнительный анализ спектрально-энергетической эффективности различных многочастотных модемов с широкополосными и узкополосными сигналами ОФС1. Так при различной значности цифровых данных выигрыш модема МЧМ1.3-DMT по сравнению с модемом МЧМ-OFDM по энергетической эффективности составляет 2.724 дБ или 32.46 %, по спектральной эффективности составляет 0.1589 (бит/с·Гц) или 13,7 %.

5. Разработан новый модем и впервые проведен теоретический анализ его спектрально-энергетической эффективности. Разработанный модем с МЧМ и узкополосными ОФС второго вида при изменении ОСШ в канале связи от 9 до 30 дБ, по сравнению со стандартизованным модемом V.34, обеспечивает выигрыш в спектральной эффективности от 2.5 раз или на 60.5% до 1.7 раза или на 42.2%. Кроме того, разработанный модем с узкополосными поднесущими эффективнее модема с широкополосными поднесущими на основе OFDM. Так при изменении ОСШ от 8.6 дБ при $M_{КАМ} = 2 \times 2$ до 36 дБ при $M_{КАМ} = 128 \times 128$ новый модем эффективнее модема МЧМ-OFDM в 2.05 раза или на 51.18%. Помимо этого, при различной значности цифровых данных выигрыш модема МЧМ2.3-DMT, по сравнению с модемом МЧМ-OFDM, по энергетической эффективности составляет 2.724 дБ или 32.46 % при уровне внеполосных излучений, равного -50 дБ.

6. Разработан для адаптивного модема МЧМ2.3-DMT алгоритм рекуррентной оценки амплитуд и фаз полигармонической модели нестационарного частотно-ограниченного гауссовского канала связи позволяющий применять в каждом из каналов модема вместо приема в целом, как это в модеме МЧМ-OFDM, поэлементный прием на фильтры, согласованные с ОФС2; причем экспериментально показано, что рекуррентные оценки выборочных амплитуд и фаз, получаемых на основе их полигармонической фильтрации, достигают своих истинных значений за 50 итераций (6,25 мс) со среднеквадратической погрешностью $5 \cdot 10^{-5}$ при отношении сигнал/шум в канале, равном 0 дБ.

7. Разработан метод адаптивной передачи данных узкополосными ОФС без МСИ и с повышенной спектрально-энергетической эффективностью по сравнению со стандартным методом МЧМ-OFDM, отличающийся от известных учетом оценок параметров прямого канала связи, передаваемых по каналу обратной связи и используемых как на передаче (в модуляторе), так и на приеме (в демодуляторе).

Теоретическая значимость работы

Теоретическая значимость диссертационной работы заключается в исследовании известных и разработке новых методов синтеза ОФС, не вызывающих межсимвольной интерференции на выходах канальных фильтров Баттерворта в составе многочастотных модемов с узкополосными поднесущими, являющимися одними из основных методов модуляции/демодуляции наиболее перспективных технологий xDSL, закрепленных в стандартах МСЭ G 992, G 993 и др. Разработанные в диссертации новые модемы с многочастотной модуляцией и ОФС превосходят по спектрально-энергетической эффективности известные модемы.

Практическая значимость работы

Изложенные в работе методы синтеза ОФС с многоуровневой модуляцией, согласованных с характеристиками канальных фильтров Баттерворта в составе новых многочастотных модемов с узкополосными поднесущими, были использованы при проведении научно-исследовательских работ МТУСИ с организациями АО «Нейроком» и ООО «Нова инженерная компания» г. Москва. Материалы этих работ использованы при разработке рекомендаций по созданию средств высокоскоростной передачи цифровых данных по коммутируемой телефонной сети общего пользования для повышения ее спектрально-энергетической эффективности. Часть теоретических и практических результатов, полученных в работе, использованы в учебном процессе на кафедре МКИИТ МТУСИ.

Предложенный в работе новый адаптивный многочастотный модем с двумерной обработкой ОФС второго вида и повышенной спектрально-энергетической эффективностью может быть использован для организации высокоскоростной передачи данных на основе новых проводных технологий стандарта xDSL.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Разработанный метод МЧМ1.3-DMT с тремя попарно ортогональными ОФС1, согласованными с характеристиками канальных ФБ и не вызывающих на их выходах МСИ при уровне внеполосных излучений - 20 дБ позволяет обеспечивать выигрыш модема МЧМ1.3-DMT по сравнению с модемом МЧМ-OFDM: по спектральной эффективности в 1.16 раз (на 0.1589 бит/с/Гц) или 13,7 %, по энергетической эффективности на 2.724 дБ или 32.46 %.

2. Разработанный усовершенствованный метод МЧМ2.3-DMT с тремя попарно ортогональными новыми ОФС2, и не вызывающих на выходах канальных ФБ МСИ, позволяет обеспечивать выигрыш модема МЧМ2.3-DMT по сравнению с модемом

МЧМ-OFDM: при изменении ОСШ от 8.6 дБ для $M_{КАМ} = 2 \times 2$ до 36 дБ для $M_{КАМ} = 128 \times 128$ по спектральной эффективности в 2.05 раза или на 51.18% при сравнении с МЧМ1.3-DMT энергетической эффективностью и уровне внеполосных излучений, равного -50 дБ.

3. Разработанный модем при изменении ОСШ в канале связи от 9 до 30 дБ, по сравнению со стандартизованным модемом V.34, обеспечивает выигрыш в спектральной эффективности от 2.5 раз или на 60.5% до 1.7 раза или на 42.2%. Сравнительный анализ спектрально-энергетической эффективности различных многочастотных модемов с широкополосными и узкополосными сигналами ОФС1, также проведенный теоретический анализ спектрально-энергетической эффективности разработанного нового модема с многочастотной модуляцией и узкополосными ОФС второго вида.

4. Разработанный для адаптивного модема МЧМ2.3-DMT алгоритм рекуррентной оценки амплитуд и фаз полигармонической модели нестационарного частотно-ограниченного гауссовского канала связи позволяет применять в каждом из каналов модема вместо приема в целом, как это в модеме МЧМ-OFDM, поэлементный прием на фильтры, согласованные с ОФС2; причем экспериментально показано, что рекуррентные оценки выборочных амплитуд и фаз, получаемых на основе их полигармонической фильтрации, достигают своих истинных значений за 50 итераций (6,25 мс) со среднеквадратической погрешностью $5 \cdot 10^{-5}$ при отношении сигнал/шум в канале, равном 0 дБ.

Степень достоверности результатов

Достоверность результатов исследования обусловлена адекватностью моделей применительно к системам с многочастотной модуляцией, корректностью математических выкладок, согласованием результатов теоретического анализа с данными экспериментальных исследований, положительными результатами внедрения.

Апробация результатов диссертационного исследования

Достоверность положений и выводов диссертации подтверждается апробацией ее результатов на следующих конференциях различного уровня. Отраслевые 2^{ая}, 10^{ая} и 11^{ая} научно-технические конференции: «Технологии информационного общества» (Москва, МТУСИ, 2008, 2016, 2017). Международная научно-техническая конференция: «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения», INTERMATIC (Москва, 2011). Международный форум информатизации (Москва, МФИ-2011, МФИ-2017, МФИ-2019). Научно-техническая конференция: «Телекоммуникационные и вычислительные системы» (Москва, 2011, 2017, 2019). 17^{ая}, 24^{ая} международная научно-

техническая конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение» - (Москва, DSPA-2015, DSPA-2022). 9^{ая} Всероссийская научно-техническая конференция: «Радиолокация и радиосвязь, ИПЭ им. В.А.Котельникова РАН (Москва 2015). Международная конференция: «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (Москва, REDS –2016). XV Международная научно-практической конференция: «Актуальные проблемы науки XXI века» (Москва, 2016). 75-я Международная научная конференция: «Стратегии устойчивого развития мировой науки». (Москва, 2021). XXVII Международная научно-практическая конференция: «Наука в современном информационном обществе» (North Charleston, 2021). Международная научно-техническая конференция: «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях» (СИНХРОИНФО-2018, 2022 (Минск, 2018), (Архангельск, 2022)).

Публикации. По материалам диссертационного исследования опубликовано 29 научных работ, из которых 8 статей в рецензируемых изданиях, рекомендованных ВАК РФ, 1 статья в журнале, индексируемом в базе Scopus, 1 статья в журнале, индексируемом в базе WoS, 18 публикаций в сборниках статей, трудах, и докладах международных и всероссийских конференций, получено 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Личный вклад соискателя. Все изложенные в диссертации результаты исследования получены либо соискателем лично, либо при его непосредственном участии.

Структура и объем диссертации

Диссертация состоит из введения, четырех разделов, заключения и приложения. Общий объем диссертационной работы вместе с приложениями составляет 141 страница, в том числе 137 страниц основного текста, 65 рисунков, 15 таблиц, список литературы насчитывает 141 наименование. Приложения приведены на 4 страницах машинописного текста.

1. ОБЗОР МЕТОДОВ КОМПЕНСАЦИИ МЕЖСИМВОЛЬНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Основными задачами теории и техники связи были и остаются две важнейшие: повышение эффективности и помехоустойчивости цифровых систем передачи (ЦСП) сообщений. К основным показателям эффективности ЦСП относятся: показатель использования пропускной способности канала связи (КС) и показатель спектрально-энергетической эффективности (СЭЭ). При передаче дискретных сообщений (в условиях частотно-ограниченного канала связи) основными препятствиями повышения эффективности и помехозащищенности ЦСП являются шумы наблюдения и эффект межсимвольной интерференции (МСИ). При высоких скоростях передачи данных уровень искажений из-за МСИ может значительно превышать уровень искажений из-за шумов и помех, а помехоустойчивость приема сигналов будет определяться в основном МСИ [88]. Поэтому актуальным направлением в решении задачи повышения эффективности и помехоустойчивости ЦСП является разработка новых методов устранения МСИ.

В современной литературе по радиотехнике, радиолокации, теории связи и управления опубликовано много работ, посвященных этому направлению. Наиболее полная библиография по этим вопросам приведена в работах [18, 29, 51, 58, 59, 64, 67, 72, 77, 92, 96, 98, 104, 105, 119, 137].

В данном разделе проводится обзор и краткий анализ методов повышения СЭЭ ЦСП. Здесь в подразделе 1.1 описывается система передачи двоичных сообщений по частотно-ограниченному КС, выясняются причины возникновения МСИ; в подразделе 1.2 рассматриваются вопросы синтеза сигналов, согласованных с характеристиками искажающего КС; в подразделе 1.3 дается анализ различных методов компенсации МСИ; в подразделе 1.4 исследуются различные методы повышения эффективности ЦСП путем организации многочастотных модемов с узкополосными (МЧМ-DMT) и широкополосными (МЧМ-OFDM) поднесущими колебаниями; в подразделе 1.5 рассматриваются особенности использования других технологий, альтернативных методу МЧМ-OFDM; в подразделе 1.6 на основании изложенного делается заключение, что проблема высокоскоростной передачи дискретных сообщений по частотно-

ограниченным КС в условиях действия шумов и МСИ не является полностью решенной и требует дальнейшего исследования [18].

1.1. Цифровая система передачи двоичных сообщений по частотно-ограниченному шумовому каналу связи

Наиболее перспективным и высококачественным способом передачи различного вида информационных сообщений (речевых, звукового вещания, телевизионных, телеметрических и др.) является передача их в цифровой форме, например, методом дифференциальной импульсно-кодовой модуляции [16, 42, 77, 86, 92, 104]. В результате такой передачи аналоговые сообщения преобразуются в последовательности двоичных символов. В результате на входе ЦСП формируется двоичное сообщение: $a(t) = a_k g(t - t_k)$, $a_k \in [0, 1]$, $t_k = kT_b$, $k = 0, 1, 2, \dots$, где T_b - длительность бита, $g(t)$ - единичный видеоимпульс определенной формы. При высокой битовой скорости передачи $V_b = 1/T_b$ ширина спектра двоичного сообщения весьма велика и может превзойти требуемые ресурсы ЦСП. Поэтому в модуляторе ЦСП сообщение $a(t)$ преобразуется в сигнал, который подвергается фильтрации с целью приведения его спектра в соответствие с требованиями частотного плана выделенного КС [16].

Рассмотрим известную модель КС, используемую в практических расчетах, и методы организации передачи по нему сигналов дискретной модуляции.

1.1.1. Модель стационарного частотно-ограниченного канала связи и влияние его частотных искажений на передаваемые сигналы

Примером непрерывного КС является физический канал или линия связи. Остановимся на модели КС, показанной на рисунке 1.1 [1], которая используется на практи-

ке и хорошо описывает процессы преобразования сигналов, как в проводных, так и в радиолиниях. Здесь КС представлен в виде структурной схемы [16].

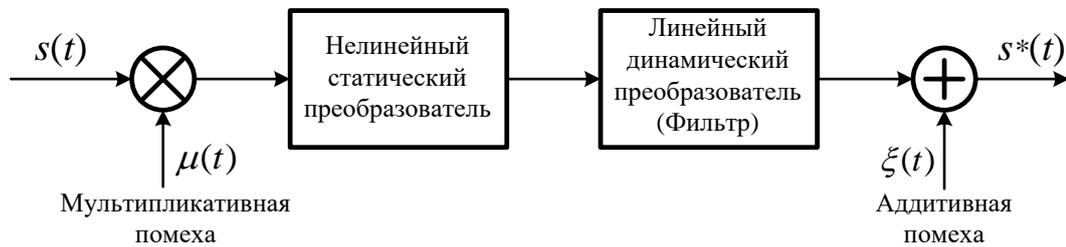


Рисунок 1.1 – Структурная схема физического канала связи

Умножитель, на один вход которого подан полезный сигнал $s(t)$, а на другой мультипликативная помеха $\mu(t)$, показывает процесс изменения во времени коэффициента передачи среды распространения вследствие однолучевых или многолучевых замираний [44, 53]. Нелинейный безынерционный преобразователь с амплитудной характеристикой $y = \varphi(x)$. Линейный динамический преобразователь (фильтр с импульсной характеристикой) $q(t, \tau)$ [18]. Сумматор отображает различного вида аддитивные помехи $\xi(t)$, существующие в КС. В качестве модели $\xi(t)$ часто используют модель аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) с характеристиками:

$$M \xi(t) = 0, \quad B_{\xi}(t, \tau) = M \xi(t) \xi(\tau) = 0.5 G_0 \delta(t - \tau), \quad (1.1)$$

где M - символ математического ожидания, $B_{\xi}(t, \tau)$ - функция корреляции, $\delta(t - \tau)$ - дельта-функция Дирака, G_0 - спектральная плотность мощности (СПМ) АБГШ.

На практике при наложении пределов на максимальную мощность передаваемого сигнала и допустимую полосу частот (ПЧ), справедливо мнение о линейности канала [18, 38, 40].

Мультипликативные и аддитивные помехи – случайные процессы, которые приводят к стохастическим искажениям передаваемых сигналов. Если детерминированные искажения можно либо устранить (скомпенсировать), либо просто не учитывать, если они не влияют на качество приёма, то стохастические искажения, приводят к потере качества приёма сигналов [55, 78].

Важнейшим звеном модели КС является линейный динамический преобразователь или фильтр, который в стационарном состоянии характеризуется передаточной функцией или комплексным коэффициентом передачи: $K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$, $\omega_{\min} \leq \omega \leq \omega_{\max}$,

где $K(\omega) = |K(j\omega)|$ - амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), $\varphi(\omega)$ - фазо-частотная характеристика (ФЧХ) КС, $\Delta\omega_{KS} = \omega_{\max} - \omega_{\min}$ - полоса пропускания КС.

Во временной области КС определяется импульсной реакцией, связанной с передаточной функцией обратным преобразованием Фурье:

$$q(t) = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad t \geq 0.$$

Прохождение сигнала $s(t)$ в КС определяется интегралом Дюамеля или сверткой: $s_{\Phi}(t) = \int_0^{\infty} q(\tau) s(t-\tau) d\tau$, а в частотной области произведением: $S_{\Phi}(j\omega) = K(j\omega) S(j\omega)$, где $S(j\omega)$ и $S_{\Phi}(j\omega)$ - спектральные плотности комплексных амплитуд входного сигнала и отфильтрованного сигнала (отклика КС).

Реальные КС обладают ограниченной ПП $\Delta\omega_{KS}$ с центральной частотой $\omega_0 = (\omega_{\min} + \omega_{\max}) / 2$ и передаточной функцией $K(j\omega)$. В результате спектр $S_{\Phi}(j\omega)$ на выходе КС изменяется, что приводит к его линейным частотным искажениям.

Покажем, что искажение сигнала в КС приводит и к искажению, содержащегося в нем, передаваемого информационного символа. Пусть в результате модуляции информационным импульсом $g(t)$ гармонического колебания с частотой ω_0 , совпадающей с центральной частотой КС, формируется сигнал $s(t)$ со спектром $S_s(\omega)$

$$s(t) = g(t) \cos \omega_0 t, \quad S_s(\omega) = 0.5[S_g(\omega - \omega_0) + S_g(\omega + \omega_0)], \quad (1.2)$$

где $S_g(\omega)$ - спектр огибающей. Отклик КС на такой сигнал можно представить так:

$$s_{\Phi}(t) = (\pi)^{-1} \int_{\omega_0 - \omega_g/2}^{\omega_0 + \omega_g/2} K(\omega) S_g(\omega - \omega_0) \cos(\omega t + \varphi(\omega)) d\omega,$$

где ω_g - граничные частоты в спектре $S_g(\omega)$ информационного импульса $g(t)$.

Поскольку спектр сигнала $s(t)$ сконцентрирован около частоты ω_0 , отклик КС следует представить также относительно ω_0 . Для этого сделаем замену переменной интегрирования ω , обозначив $\omega = \omega_0 + \Omega$; тогда $d\omega = d\Omega$, $\Omega = \omega - \omega_0$.

Используя новую переменную и изменив пределы интегрирования, получаем

$$\begin{aligned} s_{\Phi}(t) &= (\pi)^{-1} \int_{-\omega_g/2}^{\omega_g/2} K(\omega_0 + \Omega) S_g(\Omega) \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi(\omega_0 + \Omega)] d\Omega = \\ &= \left((\pi)^{-1} \int_{-\omega_g/2}^{\omega_g/2} K(\omega_0 + \Omega) S_g(\Omega) \cos[\Omega t + \varphi(\omega_0 + \Omega)] d\Omega \right) \cos \omega_0 t - \\ &\quad - \left((\pi)^{-1} \int_{-\omega_g/2}^{\omega_g/2} K(\omega_0 + \Omega) S_g(\Omega) \sin[\Omega t + \varphi(\omega_0 + \Omega)] d\Omega \right) \sin \omega_0 t. \end{aligned} \quad (1.3)$$

Из (1.3) следует, что отклик $s_{\phi}(t)$ КС содержит две квадратурные составляющие, огибающие которых представляют собой косинусную (синфазную)

$$g_c(t) = \left((1/\pi) \int_{-\omega_g/2}^{\omega_g/2} K(\omega_0 + \Omega) S_g(\Omega) \cos[\Omega t + \varphi(\omega_0 + \Omega)] d\Omega \right) \cos \omega_0 t,$$

и синусную (квадратурную)

$$g_s(t) = \left((1/\pi) \int_{-\omega_g/2}^{\omega_g/2} K(\omega_0 + \Omega) S_g(\Omega) \cos[\Omega t + \varphi(\omega_0 + \Omega)] d\Omega \right) \sin \omega_0 t,$$

составляющие информационного символа, наблюдаемые после демодуляции в приемнике ЦСП на входе решающего устройства (РУ).

Информационный импульс искажается из-за АЧХ и ФЧХ КС, что приводит к МСИ при последовательной передаче информационных символов. Важнейшим направлением повышения эффективности ЦСП является как можно лучшая компенсация этих искажений и подавление МСИ.

1.1.2. Структурные схемы одночастотных модемов

Поскольку основным элементом ЦСП является модем (модулятор/демодулятор) рассмотрим организацию его работы более подробно. Структурная схема простейшего когерентного модема двоичных сообщений приведена на рисунке 1.2.

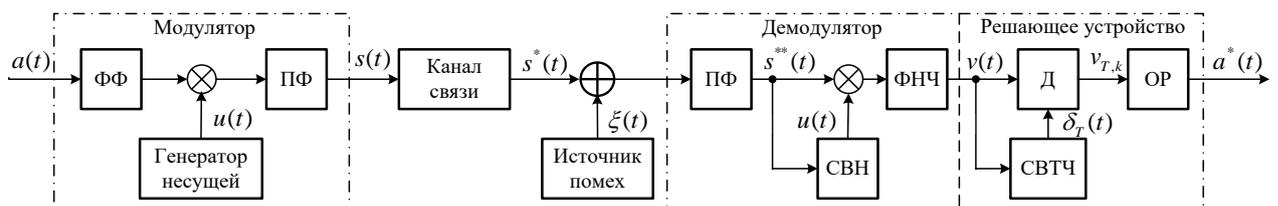


Рисунок 1.2 – Структурная схема цифрового когерентного модема двоичных сообщений

В **модуляторе** входное двоичное сообщение $a(t)$ поступает на вход формирующего фильтра (ФФ). На выходе умножителя при гармонической несущей образуется сигнал: $s(t, a) = a \cdot g(t) \cos \omega_0 t$, воздействующий на полосовой фильтр (ПФ).

В **демодуляторе** смесь, искаженного в КС сигнала и шума $s^*(t) + \xi(t)$, воздействует на ПФ приема и когерентный детектор, содержащий: схему восстановления несущей

щей (СВН), умножитель, фильтр нижних частот (ФНЧ) и СВТЧ – схему восстановления тактовой частоты. Получаемые в результате дискретизации отсчеты $V_{T,k}$ воздействуют на оптимальный различитель (ОР) двоичных символов, вырабатывающий оценку $\hat{a}(t)$ передаваемого сообщения [16].

Отмечаются два недостатка рассмотренного модема: 1) двоичная передача, не является спектрально-эффективной; 2) реализация узкополосных ПФ на высоких центральных частотах сопряжена с большими трудностями. Для устранения первого недостатка в современных модемах вместо двоичной используют более спектрально-эффективную M -ичную передачу с использованием не одной, но двух ортогональных поднесущих: $\cos \omega_0 t$ и $\sin \omega_0 t$, и формировании не скалярного, но векторного сообщения [28, 62]. Для устранения второго недостатка вместо ПФ используют его низкочастотный эквивалент (НЧЭ) с последующим умножением на гармоническое колебание [68].

Структурная схема когерентного модема с повышенной спектральной эффективностью показана на рисунке 1.3 [1, 16].

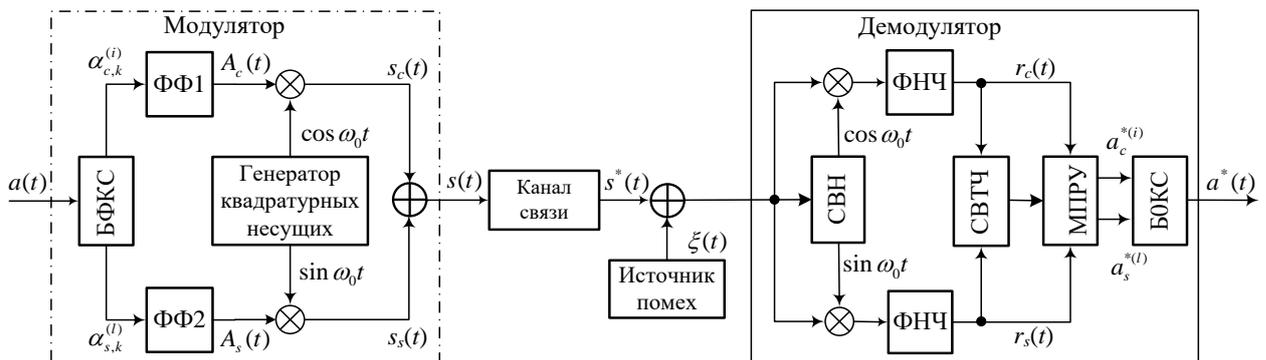


Рисунок 1.3 – Структурная схема когерентного модема с повышенной эффективностью

В *модуляторе* содержатся: блок формирования квадратурных составляющих (БФКС), два формирующих фильтра (ФФ1 и ФФ2), являющихся НЧЭ ПФ в схеме на рисунке 1.2. В *демодуляторе* содержатся: СВН, два когерентных детектора, в которых ФНЧ являются НЧЭ ПФ приема, СВТЧ, многопороговое решающее устройство (МПРУ) и блок оптимальных оценок квадратурных составляющих (БОКС) [16].

В ФФ модема через интервалы $T_s = 1/V_s$ символы $\alpha_{c,k}^{(i)}, \alpha_{s,k}^{(i)}$ преобразуются в аналоговые низкочастотные импульсы вида

$$A_{c,k}(t) = \alpha_{c,k}^{(i)} g(t - kT_s), \quad A_{s,k}(t) = \alpha_{s,k}^{(i)} g(t - kT_s), \quad (1.4)$$

где $g(t)$ - формирующий импульс.

В когерентном модуляторе низкочастотные колебания модулируют две ортогональные высокочастотные несущие $\sqrt{2} \cos(\omega_0 t)$ и $\sqrt{2} \sin(\omega_0 t)$; в результате образуется канальный сигнал

$$s(t) = \sqrt{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} [\alpha_{c,k}^{(i)} g(t - kT_s) \cos \omega_0 t - \alpha_{s,k}^{(i)} g(t - kT_s) \sin \omega_0 t], \quad (1.5)$$

1.1.3. Оптимальный прием данных и спектрально-эффективные сигналы

В ЦСП аналоговые сообщения преобразуются в АЦП в их цифровые эквиваленты (данные). Маркируя кодовые символы (биты) номерами (0) и (1) и полагая, что для их передачи по КС используются сигналы $s_0(t)$ и $s_1(t)$, $t \in T_b$, где T_b - длительность бита, в сигнальном пространстве S можно оценить расстояние между ними [1, 26]

$$d(s_0, s_1) = \sqrt{\int_0^{T_b} [s_0(t) - s_1(t)]^2 dt}. \quad (1.6)$$

Полагая, что прием сигналов осуществляется по *правилу минимального расстояния* между принимаемым сигналом $v(t)$ и передаваемыми $s_i(t)$, $i = 0, 1$, оптимальный алгоритм вынесения решения в модеме запишется так [1, 26],

$$d(s_0, \mathbf{v}) \underset{\gamma_0}{\overset{\gamma_1}{>}} d(s_1, \mathbf{v}), \quad (1.7)$$

где γ_0 - решение приемника о том, что передавался сигнал $s_0(t)$ (символ 0), γ_1 - решение приемника о том, что передавался сигнал $s_1(t)$ (символ 1). При $M > 2$ (*многопозиционная (M-ичная) передача данных*), кодовым символам $\alpha_k^{(i)}$, $i = \overline{0, M-1}$, сопоставляются сигналы $s_i(t)$. В этом случае согласно *правилу минимального расстояния* между принимаемым сигналом $v(t)$ и истинно передаваемым $s_j(t)$ из множества $\{s_i(t)\}$, решение о передаче сигнала $s_j(t)$ соответствует условию [1],

$$d(s_j, \mathbf{v}) = \min_{i \neq j} \forall d(s_i, \mathbf{v}), i = \overline{0, m-1}, \quad (1.8)$$

При наличии в канале связи АБГШ с характеристиками (1.1), равной вероятностью всех M сигналов и большом отношении сигнал/шум (ОСШ), в литературе получена оценка средней вероятности перепутывания (ошибки) сигналов [78],

$$p_e \approx \frac{n_{\min}}{M} Q\left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2}{2G_0}}\right), \quad \frac{d_{\min}^2}{2G_0} \gg 1, \quad (1.9)$$

где введены: дополнительная функция ошибок $Q(v)$ вида

$$Q(\mu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\mu}^{\infty} \exp(-x^2/2) dx, \quad (1.10)$$

и d_{\min} - минимальное расстояние между сигналами, встречающимися в сигнальном созвездии $\{s_i(t)\}$, n_{\min} раз.

Качество работы ЦСП характеризуется совокупностью *внешних* и *внутренних параметров*. Например, *средняя вероятность ошибки* p_e - есть *внешний параметр* ЦСП, зависящий от *внутренних параметров* - средней мощности передатчика \bar{P} , скорости передачи V , СПМ помехи G_0 . Поэтому для характеристики ЦСП вводят обобщенные показатели: спектральную η_F и энергетическую η_E эффективность [96]

$$\eta_F = V/F, \quad \eta_E = V/(\bar{P}/G_0). \quad (1.11)$$

Часто в качестве показателя энергетической эффективности принимают величину ОСШ по энергии $h_E^2 = E_b/G_0 = \eta_E$, определяемую при заданной величине допустимой вероятности ошибки $p_{e,dop}$. Предельные значения СЭЭ ЦСП определяются в соответствии с рекомендациями Клода Шеннона [98]. Согласно [51, 98] эффективность ЦСП, работающей в условиях гауссовского канала связи, удовлетворяет эквивалентным [85] неравенствам:

$$\eta_F = \frac{V}{F} < \log_2 \left(1 + \frac{E_b V}{G_0 F} \right), \quad \eta_E = \frac{E_b}{G_0} > \left(\frac{2^{\eta_F} - 1}{\eta_F} \right). \quad (1.12)$$

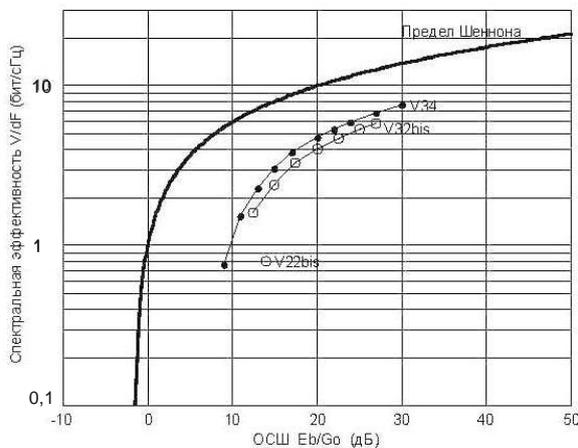


Рисунок 1.4 – Зависимости спектрально-энергетической эффективности

Предельная зависимость Шеннона $\eta_F = \phi(\eta_E)$ показана на рисунке 1.4. Для сравнения здесь отображены данные эффективности стандартных модемов: *V.34*, *V.32bis*, *V.22bis* [62].

Рассмотрим задачи синтеза M -ичных высокоэффективных сигналов. С этой целью выберем общую модель сигналов с гармонической несущей

$$s(t) = U(t) \cos[2\pi f_0 t + \Phi(t)], \quad (1.13)$$

В (1.13) $U(t)$ - действительная огибающая сигнала (закон амплитудной модуляции), $\Phi(t)$ - закон фазовой модуляции, f_0 - частота высокочастотного переносчика. Воспользовавшись свойством косинуса суммы углов, (1.13) можно представить в виде:

$$s(t) = A_c(t) \cos \omega_0 t - A_s(t) \sin \omega_0 t, \quad (1.14)$$

где $A_c(t) = U(t) \cos \Phi(t)$ и $A_s(t) = U(t) \sin \Phi(t)$ - *синфазная* и *квадратурная компоненты* сигнала (часто их обозначают, как $A_1(t)$ и $A_2(t)$) [51]. При синтезе сигналов доступно удвоение числа независимых координат.

Теперь задача *синтеза ансамбля сигналов* может быть определена следующим образом. В пространстве заданной размерности N построить созвездие из M точек или векторов, удовлетворяющее энергетическим ограничениям и обладающее максимально возможным минимумом расстояния $\max d_{\min}$ между сигналами.

Рассмотрим примеры спектрально-эффективных сигналов.

***M*-ичная АМ (МAM).** Расширением двоичной АМ является M -ичная АМ, когда $M = 2^m$, $m > 1$, и $N = 1$. Здесь сигнальное пространство - это амплитуда U при нулевой начальной фазе $\Phi = 0$ и базисной функции $\psi_1(t) = \cos 2\pi f_0 t$. Компактная укладка получается, если сигнальные точки располагаются равномерно от U_{\min} до U_{\max} . Например, при $M = 2^2 = 4$, точки располагаются на прямой в соответствии с рисунком 1.5.

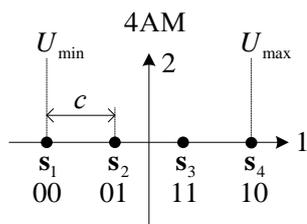


Рисунок 1.5 – Сигнально-кодовое созвездие 4АМ

Оптимизация ансамбля осуществляется так, чтобы кодовым комбинациям $b_1 b_0$, соответствующим различным сигнальным точкам и отличающимся в одном символе (код Грэя), соответствовали соседние сигнальные точки: $00 \rightarrow s_1$, $01 \rightarrow s_2$, $11 \rightarrow s_3$, $10 \rightarrow s_4$.

В практических ЦСП сообщение $a(t)$ кодируется и преобразуется в последовательность двоичных символов, принимающих значения 0 или 1, затем в симметричную по уровню МAM последовательность с $M = 2^m$. Первичный сигнал МAM представляет собой стационарную последовательность случайных равновероятных величин с нулевым средним, в моменты $t_k = kT_s$ принимающие постоянные значения [34, 47, 82, 84]

$$\alpha^{(i)} = (i-1-M) \cdot c, \quad i = \overline{1, M}, \quad (1.15)$$

где, расстояние между сигнальными точками равно $d = 2c$ и характеризует энергетическую базу сигнала КАМ [84].

Важным параметром случайной величины $\alpha^{(i)}$ является её средняя мощность

$$\overline{P_s} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (2i-1-M)^2 c^2 = \frac{(M^2-1)c^2}{3}. \quad (1.16)$$

Отсюда, находим величину c через среднюю мощность сигнала МАМ

$$c = \sqrt{3\overline{P_s} / (M^2 - 1)}. \quad (1.17)$$

Так при $M = 2$, $c = \sqrt{\overline{P_s}}$, а при $\overline{P_s} = 1$, $c = 1$. При $M = 4$ и $\overline{P_s} = 1$, $c = \sqrt{1/5}$.

Квадратурная АМ (КАМ). Расширением сигнала МАМ является *сигнал квадратурной АМ (КАМ)*, когда $M = 2^m$, $m > 1$, и $N = 2$. На рисунке 1.6 приведены созвездия $M \times M$ КАМ: 4КАМ, 16КАМ и 64КАМ.

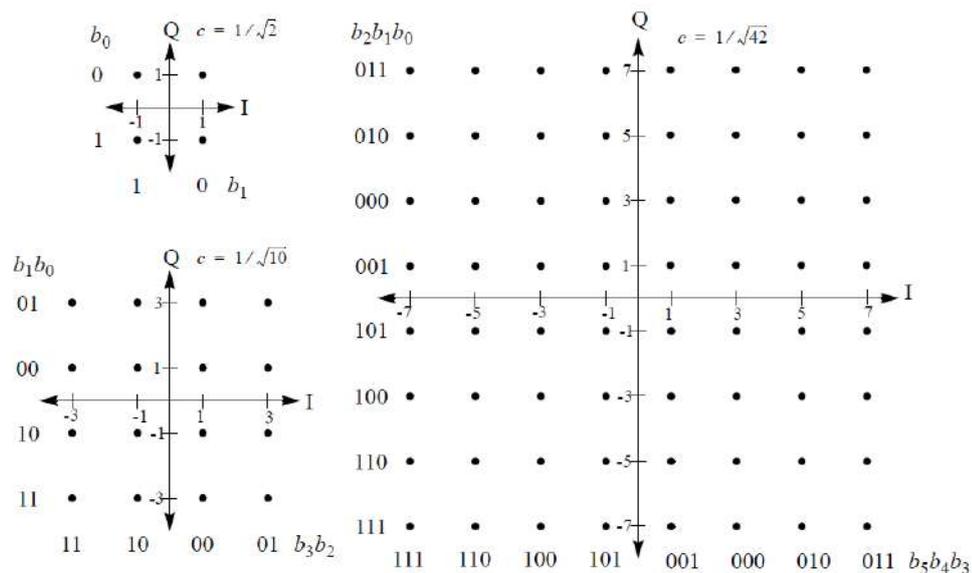


Рисунок 1.6 - Сигнальные созвездия, соответствующие методам модуляции 4КАМ, 16КАМ и 64КАМ

Это пространство геометрическое место сигнальных точек, информационные - два параметра сигнала: амплитуда U и начальная фаза Φ [82]. Используются две ортогональные базисные функции: $\psi_1(t) = \cos 2\pi f_0 t$ и $\psi_2(t) = \sin 2\pi f_0 t$. Геометрически на сигнальной плоскости они обозначаются индексами 1 и 2 или часто, как I и Q . КАМ служит примером двумерного, симметричного объемно-упакованного созвездия, которое, не являясь оптимальным, удобно в реализации. Первичный сигнал КАМ содержит две стационарные последовательности, $T_s = 2T_b \lg M$, принимающие кусочно-

постоянные значения в соответствии с (1.15). Собственно, сигнал КАМ, поступающий в канал связи, в этом случае имеет вид

$$s(t) = \alpha_c^i g(t) \cos \omega_0 t - \alpha_s^l g(t) \sin \omega_0 t, \quad i, l = \overline{1, M}, \quad (1.18)$$

где $g(t)$ - формирующий импульс, огибающая для высокочастотного сигнала $s(t)$.

М-ичная ОФМ (МОФМ). В современных ЦСП широко используются также сигналы M -ичной относительной фазовой манипуляции (МОФМ) [47, 96]. МОФМ отвечает созвездиям с равномерно расположенным на окружности сигнальным векторам, оптимальным с точки зрения сферической упаковки. Обычно используется два набора фаз, фаза сигнала может изменяться на: а) $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ (ДОФМ), б) $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ (ДОФМ со смещением или ДОФМс). Сигнальные созвездия ДОФМ показаны на рисунке 1.7а,б,с.

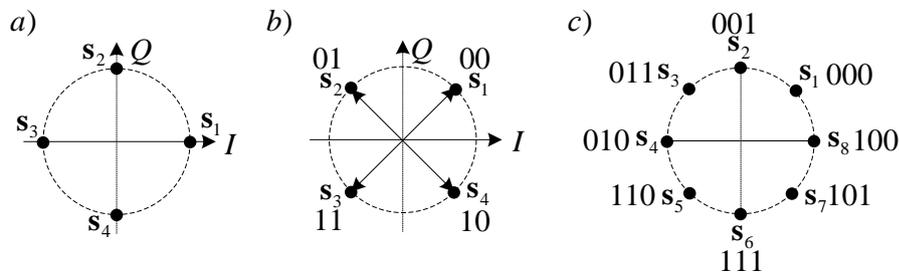


Рисунок 1.7 - Сигнальные созвездия ДОФМ, ДОФМс и 8ОФМ

Если число кодируемых бит равно трем (8 позиций поворота фазы), рисунок 1.7.с, расстояние между сигнальными точками уменьшается, что ведёт к снижению помехоустойчивости ОФМ (для высокоскоростной передачи данных почти не используется). Следует указать, что при равном числе точек в сигнальном созвездии спектр сигнала ДОФМ и спектр сигнала КАМ идентичен. Но помехоустойчивость систем с ДОФМ ниже, чем с КАМ. В дальнейшем будем рассматривать модемы с КАМ [31].

1.2. Синтез сигналов, согласованных с характеристиками канала связи

Реальный КС характеризуется номинальной и фактической ПЧ, линейными и нелинейными искажениями, максимально допустимой передаваемой мощностью, уровнями шумов и внешних помех [31]. Форма представления сигналов, импульсно-

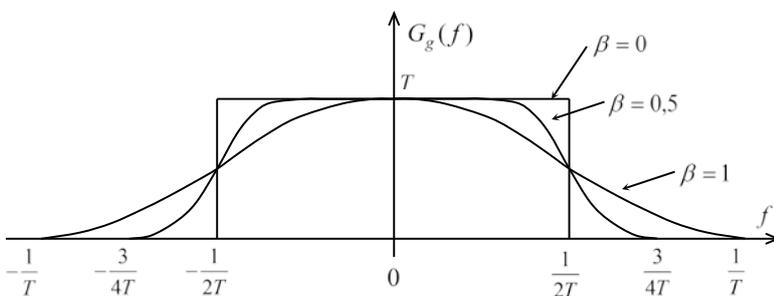
потенциальная, ей соответствуют близкие к прямоугольным импульсы (с конечной длительностью). Однако (как указывалось в разделе 1.1), при высокоскоростной передаче данных это влечёт к появлению МСИ на входе решающего устройства демодулятора модема. Поэтому передаваемый сигнал должен быть каким-то способом согласован с характеристиками КС, а это означает выбор его формы и параметров, обеспечивающих минимальные искажения в демодуляторе модема.

Одним из принципиальных вопросов является выбор формы сигнала или согласование его спектра с ПЧ КС [24, 37, 49, 69, 73, 74]. В ЦСП качество передачи и приема сигналов во многом определяется формой импульсов, передаваемых по КС. Работая по высокоскоростным КС, если значение тактовой частоты сопоставимо со значением ПЧ КС (определяемой снижением уровня АЧХ ниже 3 дБ (уровни: - 20 дБ, - 40 дБ, - 50 дБ)) [96], КС является частотно-ограниченным и необходимо согласование спектра (формы) передаваемого сигнала с ПЧ КС [37, 64, 74].

Передача по частотно-ограниченному КС последовательности импульсов произвольной формы приводит к их искажению, растягиванию во времени и наложению друг на друга, т.е. МСИ. Не принимая мер по коррекции сигнала, МСИ на приёме ведёт как к росту вероятности ошибки, так и к полному отказу в работе модема. При правильном выборе формы импульсов на входе канала МСИ на его выходе можно уменьшить [31].

1.2.1. Сигналы, ограниченные по полосе частот

Условия, обеспечивающие передачу цифровых сигналов без МСИ в КС без шумов, бы-



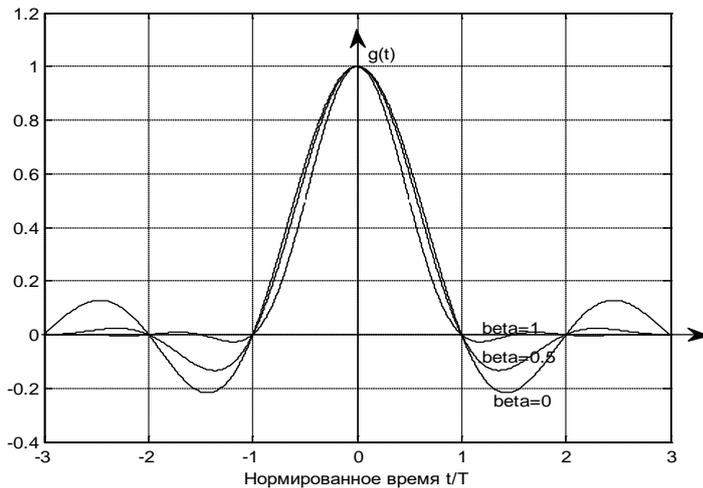
ли впервые сформулированы в критериях Найквиста [122]. Срез спектра должен иметь кососимметричный характер относительно частоты f_N (частоты Найквиста), численно равной $f_N = V / 2 = 1 / 2T$.

Рисунок 1.8 – Амплитудный спектр импульса с ограниченным спектром

На рисунке 1.8 показаны спектры со срезом косинус-квадратной формы [96].

Аналитическое выражение амплитудно-частотной характеристики равно

$$G(\omega) = |G(j\omega)| = \begin{cases} 1, & 0 \leq \omega \leq \pi(1-\beta)/T, \\ \cos^2 \left\{ T[\omega - \pi(1-\beta)/T]/4\beta \right\}, & \pi(1-\beta)/T \leq \omega \leq \pi(1+\beta)/T, \\ 0, & \omega > \pi(1+\beta)/T. \end{cases} \quad (1.19)$$



Спектру в (1.19) во временной области соответствует сигнал, форма которого определяется следующим соотношением [96],

$$g(t) = \frac{\sin(2\pi f_N t) \cos(2\pi f_N \beta t)}{2\pi f_N t [1 - (4\beta f_N t)^2]}. \quad (1.20)$$

Графики формы самого импульса $g(t)$, соответствующие различным значениям параметра β (beta), представлены на рисунке 1.9

Рисунок 1.9 – Форма импульса с ограниченным спектром

Из рисунков следует, что единичные элементы и их спектры, удовлетворяют условию отчетности в точках, кратных T , или *первому критерию* Найквиста [122],

$$g(kT) = \begin{cases} g(0) \neq 0, & \forall k = 0, \\ 0, & \forall k \neq 0, \end{cases} \quad \sum_{n=-\infty}^{\infty} G[j(\omega - n2\pi/T)] = 1. \quad (1.21)$$

Сигналы Найквиста бесконечны (не финитны) во времени и периодически проходят через 0 в точках $t_k = kT = k/2f_N, k = 1, 2, 3, \dots$, кратных символному интервалу T . Это свойство позволяет передавать последовательность импульсов по КС со скоростью $V = 2f_N$ (тактым интервалом $T = 1/(2f_N)$). При этом амплитуды любого из главных импульсов последовательности совпадают в отсчетные моменты времени и на входе РУ модема отсутствует МСИ.

Отметим, что получение импульсов с ограниченным спектром практически невозможно, так как это приводит к бесконечной продолжительности их во времени [26, 39, 44]. Реально передача сигналов ограничена во времени, что приводит к расширению спектра сигнала до бесконечности и нарушению критерия Найквиста. Следствием этого является невозможность передачи последовательности символов без МСИ. Поэтому поиску формы сигналов с характеристиками, согласованными с характеристиками КС, уделяется большое внимание [27, 37, 48, 49, 58, 69, 74, 81, 105, 110, 113, 133].

1.2.2. Вариационные принципы синтеза финитных во времени сигналов

Поскольку реальные КС имеют жестко ограниченные ПЧ и строго нормированные уровни передачи, сигналы данных формируют таким образом, чтобы влияние ограничения ПЧ каналов ЦСП сказывалось как можно меньше.

Анализируя спектрально-эффективные сигналы в разделе 1.1, отметим, что в формулах (1.4), (1.5), (1.18) неопределенным пока является формирующий импульс $g(t)$, форму которого необходимо согласовать, желательно наилучшим образом, с характеристиками КС. Изложению этих вопросов посвящено достаточно много работ [24, 37, 49, 69, 73, 74]. Остановимся на некоторых из них.

1.2.2.1. Синтез формирующего импульса с минимальной эффективной шириной спектра

Представляет интерес задача отыскания такой формы финитного сигнала, который обладал бы минимально возможной шириной спектра. Эта задача относится к классу вариационных задач на условный экстремум [84]. Рассмотрим постановку и решение данной задачи [21].

Существуют различные способы оценки внеполосных излучений; одним из широко известных методов является метод оценки их относительной энергии

$$\delta_E = \frac{E_g - E_\Omega}{E_g} = 1 - \frac{E_\Omega}{E_g}, \quad (1.22)$$

где $E_g = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} |S_g(j\omega)|^2 d\omega$, $E_\Omega = (2\pi)^{-1} \int_{-\Omega}^{\Omega} |S_g(j\omega)|^2 d\omega$ - полная энергия формирующего импульса $g(t)$ и его энергия в рабочей полосе частот $[-\Omega, \Omega]$.

Вариационную задачу минимизации δ_E или, эквивалентную ей, максимизации E_Ω при ограничении $E_g = 1$ сводят к решению функционала Лагранжа относительно неизвестного спектра $S_g(j\omega)$ финитного импульса $g(t)$. Часто желательно синтезировать именно форму $g(t), 0 \leq t \leq T$ импульса, а не его спектр. Для этого в работе [48] вводят эффективную ширину спектра Ω_g формирующего импульса, определяемую на основе равенства Парсевала

$$\Omega_g = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |S_g(j\omega)|^2 d\omega = \int_0^T [g'(t)]^2 dt, \quad (1.23)$$

где $g'(t) = dg(t)/dt$ - производная от формирующего импульса.

Решается задача минимизации величины Ω_g при ограничении

$$E_g = \int_0^T g^2(t) dt = 1, \quad (1.24)$$

Полагая, что импульс $g(t)$ обладает четной симметрией относительно середины отрезка $0 \leq t \leq T$ - точки $t = T/2$, составляется функционал относительно искомой формы импульса

$$\Phi[g(t)] = \int_0^{T/2} [(g')^2 + \lambda g^2] dt, \quad \int_0^{T/2} g^2(t) dt = 1/2, \quad (1.25)$$

при дополнительных условиях: $g(0) = 0, g'(T/2) = 0$, где λ - множитель Лагранжа.

Исследование данного функционала на экстремум приводит к результату [48]

$$g(t) = \sqrt{2/T} \sin(\pi/T)t. \quad (1.26)$$

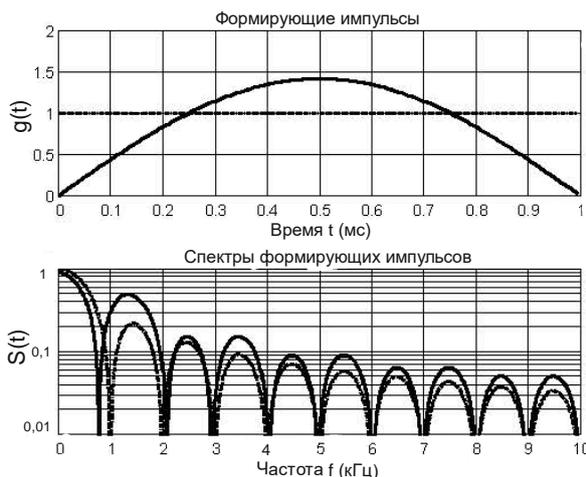


Рисунок 1.10 – Формы и спектры финитных формирующих импульсов

Графики формирующего импульса с минимальной эффективной шириной спектра и его амплитудный спектр показаны на рисунке 1.10. Для сравнения здесь приведен график прямоугольного импульса и его спектр. Анализ этих графиков показывает, что эффективная ширина спектра импульса $g(t)$ меньше, чем у прямоугольного импульса, однако уровень его внеполосных составляющих превосходит уровень внеполосных составляющих для прямоугольного импульса.

Следовательно, синтезированный таким образом формирующий импульс не эффективен для использования его в современных модемах.

1.2.2.2. Синтез формирующего импульса с минимизацией энергетических потерь и требуемой полосы частот

При использовании спектрально эффективных видов модуляции МФМ, КАМ и др., задача стоит в оптимизации вида формирующего импульса, её решению посвящены работы [24, 64]. Многокритериальная задача синтеза формирующего импульса, с минимальными энергетическими потерями и требуемой ПЧ актуальна.

Рассмотрим вариационную задачу минимизации функционала вида [24]

$$E_g = \int_{-T/2}^{T/2} g^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |S_g(f)|^2 df, \quad (1.27)$$

при дополнительных условиях

$$\int_{-T/2}^{T/2} g(t) dt = 1, \quad (1.28)$$

$$\int_{-T/2}^{T/2} t^{2n} g(t) dt = \alpha_{g,n}, \quad \overline{n = 1, N}. \quad (1.29)$$

В этих соотношениях E_g - энергия формирующего импульса $g(t)$. Физический смысл соотношения (1.27) в том, что при выполнении условия (1.28) значение минимизируемого функционала является мерой концентрации энергии $|S_g(f)|^2$ в пределах окрестности $f = 0$. Дополнительные условия (1.29), позволяют влиять на форму импульса $g(t)$ и определяют скорость спада уровня его внеполосных составляющих.

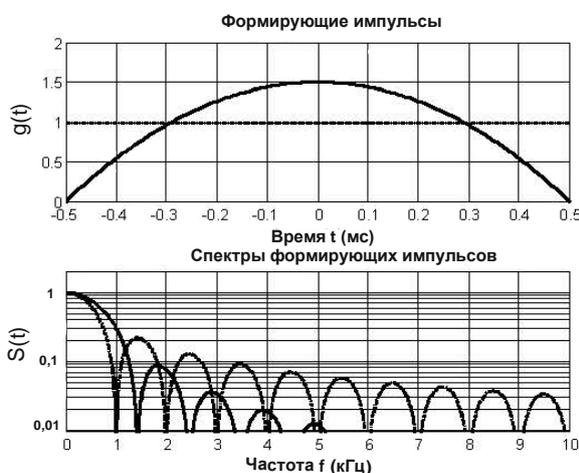


Рисунок 1.11 – Формы и спектры конечных формирующих импульсов

Рассматриваемая задача относится к изопериметрическим задачам вариационного исчисления. Решение поставленной задачи принимает вид [24]

$$g(t) = \sum_{n=0}^N \beta_{g,n} t^{2n}, \quad -T/2 \leq t \leq T/2. \quad (1.30)$$

Графики синтезированного импульса с параметрами: $N = 1$, $\beta_{g,0} = 1.5$, $\beta_{g,1} = -6$, и его амплитудный спектр показаны на рисунке 1.11. Для сравнения здесь приведен график прямоугольного импульса и его спектр.

Анализ этих графиков показывает, что эффективная ширина спектра импульса $g(t)$ не уменьшается, а выше, чем у прямоугольного импульса, однако уровень его внеполосных составляющих, по сравнению с прямоугольным импульсом, уменьшается довольно значительно. Это положительный эффект.

1.2.2.3. Синтез формирующего импульса по известным частотным характеристикам канала связи

ФФ современного модема (рис. 1.2) реализуются цифровыми методами, когда $g(t)$ представляется с помощью некоторых базисных функций. $g(t)$ - импульс четный относительно центра символьного интервала, длительностью T_s . При выбранном интервале дискретизации Δt на интервале T_s располагается $L = T_s / \Delta t$ отсчетов импульса $g(t)$. Для выбранной системы базисных функций, смещенных во времени на интервалы, кратные Δt , синтезируемый сигнал принимает вид [61]

$$g(t) = \sum_{l=-L/2}^{L/2} g_l e^{j(t-l\Delta t)}, \quad (1.31)$$

где g_l - амплитуда l -ой базисной функции $e_l(t)$.

Переходя к спектральному представлению импульса $g(t)$, посредством обратного преобразования Фурье получаем

$$S_g(j\omega) = S_e(\omega) \sum_{l=-L/2}^{L/2} g_l \exp(-j\omega l\Delta t). \quad (1.32)$$

В практике построения модемов часто требуется создать формирующий импульс таким образом, чтобы, проходя через КС, спектр отклика КС удовлетворял заданным требованиям, например, учитывал бы форму передаточной функции НЧЭ КС $K(j\omega) = K(\omega) \exp(-j\varphi(\omega))$, где $K(\omega)$ - АЧХ, а $\varphi(\omega)$ его ФЧХ. Эта задача относится к классу задач предварительной коррекции частотных искажений, вносимых КС [69]. Тогда спектр сигнала $g_{KS}(t)$ на выходе КС с учетом его характеристик равен

$$S_{g,KS}(j\omega) = S_g(j\omega) K(j\omega) = K(\omega) S_e(\omega) \sum_{l=-L/2}^{L/2} g_l \exp(-j[\omega l\Delta t - \varphi(\omega)]). \quad (1.33)$$

Применяя в качестве критерия синтеза формирующего импульса критерий среднеквадратической погрешности (СКП), получаем

$$\overline{\varepsilon^2} = \frac{1}{2\pi\Delta t} \int_{-\omega_r}^{\omega_r} \{S_{g,KS}(j\omega) - S_0(j\omega)\}^2 d\omega, \quad (1.34)$$

где $S_0(j\omega) = S_0(\omega)e^{-j\varphi_0(\omega)}$ - требуемый спектр формирующего импульса на выходе НЧЭ КС, ω_{tr} - требуемая ПЧ, в пределах которой формируется импульс.

Заметим, что в общем случае при аппроксимации сигнала элементарными базисными функциями конечной длительности спектр формирующего импульса становится бесконечно широким. Интерес же представляет его составляющие в конечной ПЧ $\{-\omega_{tr}, \omega_{tr}\}$, совпадающей с ПЧ используемого КС. В этой ПЧ спектр $S_e(\omega)$ практически постоянен. Принимая его равным единице, приходим к СКП следующего вида

$$\overline{\varepsilon^2} = \frac{1}{\pi\Delta t} \int_0^{\omega_r} \left| K(\omega) \sum_{l=-L/2}^{L/2} g_l e^{(-j\omega\Delta t - \varphi(\omega))} - S_0(\omega) e^{-j\varphi_0(\omega)} \right|^2 d\omega.$$

Переходя от комплексных к действительным величинам и вводя вектор-столбец $\mathbf{g} = [g_{-L/2}, \dots, g_0, \dots, g_{L/2}]^T$ оптимизирующих параметров формирующего импульса,

$$\mathbf{C}(\omega) = [\cos[-L\omega\Delta t / 2 + \varphi(\omega)], \dots, \cos \varphi(\omega), \dots, \cos[L\omega\Delta t / 2 + \varphi(\omega)]]^T,$$

$$\mathbf{S}(\omega) = [\sin[-L\omega\Delta t / 2 + \varphi(\omega)], \dots, 0, \dots, \sin[L\omega\Delta t / 2 + \varphi(\omega)]]^T,$$

где T - знак транспонирования, после ряда преобразований приходим к СКП вида

$$\overline{\varepsilon^2} = \frac{1}{\pi\Delta t} \int_0^{\omega_r} \left\{ [K(\omega)\mathbf{C}^T(\omega)\mathbf{g} - S_0(\omega)]^2 + [K(\omega)\mathbf{S}^T(\omega)\mathbf{g} - S_0(\omega)]^2 \right\} d\omega. \quad (1.35)$$

Как известно [100], необходимым условием существования экстремума $\overline{\varepsilon^2}$ является равенство нулю вектора-градиента целевой функции

$$\frac{\partial \overline{\varepsilon^2}}{\partial \mathbf{c}} = \frac{2}{\pi\Delta t} \left\{ \int_0^{\omega_r} K^2(\omega) [\mathbf{C}(\omega)\mathbf{C}^T(\omega) + \mathbf{S}(\omega)\mathbf{S}^T(\omega)] d\omega \cdot \mathbf{g}_{opt} - \int_0^{\omega_r} K(\omega) [\mathbf{C}(\omega)S_{0,c}(\omega) + \mathbf{S}(\omega)S_{0,s}(\omega)] d\omega \right\} = \mathbf{0}. \quad (1.36)$$

где \mathbf{g}_{opt} - оптимальный вектор компонент формирующего импульса, $\mathbf{0}$ - нулевой вектор.

Формула (1.36) приводится к векторно-матричному представлению: $\mathbf{A}\mathbf{g}_{opt} = \mathbf{a}$, где

$$\mathbf{A} = \int_0^{\omega_r} K^2(\omega) [\mathbf{C}(\omega)\mathbf{C}^T(\omega) + \mathbf{S}(\omega)\mathbf{S}^T(\omega)] d\omega, \quad \mathbf{a} = \int_0^{\omega_r} K(\omega) [\mathbf{C}(\omega)S_{0,c}(\omega) + \mathbf{S}(\omega)S_{0,s}(\omega)] d\omega$$

- матрица $L \times L$ и вектор $1 \times L$, зависящие только от частотных характеристик НЧЭ КС.

Оптимальные параметры формирующего импульса определяются так

$$\mathbf{g}_{opt} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{a}. \quad (1.37)$$

Решение уравнения для использования в модемах, полезно, как взаимосвязь вида формирующего импульса или его параметров с частотными характеристиками КС.

1.2.2.4. Оптимальный синтез финитных сигналов, не вызывающих межсимвольной интерференции на выходе линейного канала связи

Рассмотренные выше задачи связаны с определением формы сигнала, но не связаны с непосредственной задачей компенсации МСИ. Проблемой при разработке модемов является отыскание таких оптимальных финитных сигналов (ОФС), которые принципиально не вызывали бы МСИ на входе МПРУ демодулятора модема [88]. Имеется ряд работ, посвященных этому вопросу [58, 73, 74, 81, 100, 107, 113].

Рассмотрим одну из постановок задач [81]. Пусть задан канал связи с $q(t), t \geq 0$ или комплексным коэффициентом передачи $K(j\omega)$ [18]. На вход канала воздействует сигнал конечной длительностью $x(t), 0 \leq t \leq T$, с фиксированной энергией

$$E_x = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} |S_x(j\omega)|^2 d\omega = \int_0^T x^2(t) dt = const, \quad (1.38)$$

где $S_x(j\omega)$ – спектральная плотность комплексных амплитуд (спектр) сигнала.

Требуется так найти форму сигнала $x(t), 0 \leq t \leq T$, чтобы отклик канала $y(t)$ на сигнал остался конечным, т.е. был задан в промежутке времени $0 \leq t \leq T$, а отклик КС при $t = T/2$ имел максимально возможное значение $\{x(t)\}$. КС является некоммутируемым согласованным фильтром, устраняющим МСИ на входе МПРУ демодулятора [18].

Полагая, что КС – это линейная система n -ого порядка, запишем в общем виде выражения для отклика канала и его k -ой производной при $k = \overline{0, (n-1)}$,

$$y(t) = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (1.39)$$

$$y^{(k)}(t) = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^k S_x(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.40)$$

Требуется максимизировать отклик КС в центре символьного интервала

$$\max_{x(t)} y(T/2) = \max_{S_x(j\omega)} \left\{ (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega T/2} d\omega \right\} \quad (1.41)$$

при дополнительных условиях на его краях (при $t_0=0$ и $t_k=T$)

$$\begin{aligned} (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^k S_x(j\omega) K(j\omega) d\omega &= 0, \\ (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^k S_x(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega T} d\omega &= 0, \quad k = \overline{0, (n-1)}. \end{aligned} \quad (1.42)$$

Для решения данной вариационной задачи вводят неопределенные множители Лагранжа μ_k, λ_k и составляют функционал следующего вида

$$J = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega T/2} d\omega - \left\{ \sum_{k=0}^{n-1} \mu_k \cdot (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^k S_x(j\omega) K(j\omega) d\omega + \right. \\ \left. + \sum_{k=0}^{n-1} \lambda_k \cdot (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^k S_x(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega T} d\omega \right\}, \quad (1.43)$$

Максимум функционала (1.43) по $S_x(j\omega)$ получается исходя из неравенства Гёльдера [100], при условии

$$S_x(j\omega) = \varepsilon K(-j\omega) \left\{ e^{-j\omega T/2} - \sum_{k=0}^{n-1} (-j\omega)^k (\mu_k + \lambda_k e^{-j\omega T}) \right\}, \quad (1.44)$$

Спектр отклика КС теперь равен:

$$S_y(j\omega) = S_x(j\omega) K(j\omega) = \varepsilon K^2(\omega) \left\{ e^{-j\omega T/2} - \sum_{k=0}^{n-1} (-j\omega)^k (\mu_k + \lambda_k e^{-j\omega T}) \right\} = \\ = \varepsilon K^2(\omega) e^{-j\omega T/2} \left\{ 1 - \sum_{k=0}^{n-1} (-j\omega)^k (\mu_k e^{j\omega T/2} + \lambda_k e^{-j\omega T/2}) \right\}. \quad (1.45)$$

Потребуем далее, чтобы функция $y(t)$ была четной относительно точки $t = T/2$.

Что выполнимо при условии, если $\lambda_k = (-1)^k \mu_k$.

В этом случае выражения (1.44) и (1.45) равны

$$S_x(j\omega) = \varepsilon K(-j\omega) \Phi(-j\omega, T), \quad S_y(j\omega) = \varepsilon K^2(\omega) \Phi(-j\omega, T), \quad (1.46)$$

где введена функция, названная сигнальной, так как явно зависит от T , вида

$$\Phi(-j\omega, T) = e^{-j\omega T/2} \left\{ 1 - 2 \sum_{k=0}^{n-1} \mu_k \omega^k \cos(0.5\omega T - 0.5k\pi) \right\}. \quad (1.47)$$

Спектрам $S_x(j\omega), S_y(j\omega)$, соответствуют формы сигналов на входе и выходе КС

$$x(t) = \varepsilon \left\{ q(T/2 - t) - \sum_{k=0}^{n-1} \mu_k \left[q^{(k)}(T - t) + (-1)^k q^{(k)}(-t) \right] \right\}, \quad -\infty \leq t \leq T \quad (1.48)$$

$$y(t) = \varepsilon \left\{ Q(T/2 - t) - \sum_{k=0}^{n-1} \mu_k \left[Q^{(k)}(T - t) + (-1)^k Q^{(k)}(-t) \right] \right\}, \quad -\infty \leq t \leq T \quad (1.49)$$

где введена канальная функция следующего вида

$$Q(t) = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \int_0^T q(\tau) q(\tau + |t|) d\tau, \quad -\infty \leq t \leq \infty. \quad (1.50)$$

Достоинство данной постановки и решения вариационной задачи синтеза ОФС без МСИ в том, что прослеживается связь форм синтезируемых сигналов с T и временными и частотными характеристиками КС. Однако, еще имеется много нерешенных вопросов. Часть из них будет рассмотрена во втором разделе диссертации.

1.3. Межсимвольные искажения и методы их компенсации

При передаче по реальному КС финитных во времени сигналов основной вклад в их межсимвольные искажения вносит линейный динамический фильтр (рис.1.1) с заданной импульсной реакцией, имеющей большую длительность. Рассмотрим более подробно все составляющие отклика линейного фильтра на финитное воздействие.

1.3.1. Межсимвольные искажения при передаче данных по неидеальному каналу связи

С учетом материала, изложенного в разделе 1.1.1, запишем фильтрованный сигнал (1.3) на входе демодулятора ЦСП в виде

$$s_{\Phi}(t) = \pi^{-1} \int_{\omega_0 - (1+\beta)/2T}^{\omega_0 + (1+\beta)/2T} K(j\omega)G[j(\omega - \omega_0)] \cos(\omega t) d\omega, \quad (1.51)$$

где $G(j\omega)$ - спектр (1.19) формирующего импульса $g(t)$ вида (1.20).

Перейдем в (1.51) от частотного к временному представлению

$$s_{\Phi}(t) = U \operatorname{Re} \left\{ \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k \dot{y}(t - kT) + \dot{\xi}_0(t) \right] \exp(j\omega_0 t) \right\}, \quad (1.52)$$

где $\dot{\xi}_0(t)$ - комплексная огибающая АБГШ, нормированная по отношению к U , а импульс $y(t) = g(t) * q(t)$ представляет собой свертку формирующего импульса $g(t)$ вида (1.20) с импульсной реакцией $q(t)$ НЧЭ КС.

Восстановление последовательности элементов сигнала на выходе демодулятора или на входе РУ происходит в дискретные моменты $t_k = t_0 + kT$, $k = \dots, -2, -1, 0, 1, \dots$, где t_0 - время отсчета элемента сигнала. Теперь продукты демодуляции имеют вид

$$\dot{z}(t) = z_c(t) + jz_s(t) = U \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k \dot{y}(t - kT) + \dot{\xi}_0(t) \right] \exp(j\Delta t). \quad (1.53)$$

где $z_c(t)$ и $z_s(t)$ - зашумленные синфазная и квадратурная составляющие информационных компонент сигнала КАМ.

Производя стробирование этих составляющих в момент t_0 , находим

$$z_c(t_0) = U \left[a_{c,0} y_{c,0} + \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{c,k} y_{c,k} - \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{s,k} y_{s,k} + \operatorname{Re} \left(\dot{\xi}_0(t_0) \exp(j\Delta) \right) \right], \quad (1.54 \text{ а})$$

$$z_s(t_0) = U \left[a_{s,0} y_{c,0} + \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{s,k} y_{c,k} - \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{c,k} y_{s,k} + \operatorname{Im} \left(\dot{\xi}_0(t_0) \exp(j\Delta) \right) \right], \quad (1.54 \text{ б})$$

где $y_{c,k} = y_c(t_0 - kT)$, $y_{s,k} = y_s(t_0 - kT)$ - отсчеты искаженных формирующих импульсов на приеме, рассматриваемые в дискретные моменты времени, кратные периоду T .

Анализируя соотношения (1.54 а,б) заключаем.

1) В случае, когда КС идеален, то $y(t) = g(t)$ и справедлив критерий Найквиста. Действительно при $k = 0$, $y_{c,0} = g_{c,0} = 1$, $y_{s,0} = g_{s,0} = 1$, а при $k \neq 0$, $y_{c,k} = g_{c,k} = 0$, $y_{s,k} = g_{s,k} = 0$, т.е. МСИ в (1.54 а,б) отсутствует.

2) В случае искажающего КС, при $k \neq 0$, $y_{c,k} \neq 0$, $y_{s,k} \neq 0$, в синфазном и квадратурном каналах демодулятора кроме шума наблюдения возникают МСИ, определяемые суммами в (1.54 а, б), приводящие к ухудшению помехоустойчивости ЦСП.

В современных модемах для уменьшения МСИ вводят корректоры канала или эквалайзеры (с целью частичной компенсации МСИ на входе демодулятора). На практике применяют комплексные корректоры: линейные (ЛАК) или нелинейные (НАК) [69].

1.3.2. Оптимальные методы компенсации межсимвольных искажений

Оптимальным методом компенсации МСИ при последовательной передаче данных по шумовому КС является метод приема в целом по критерию максимума апостериорной вероятности (МАВ) целых блоков данных [26, 29, 109, 111]. В работе [113] разработан адаптивный вариант МАВ для эффективного подавления МСИ. Для уменьшения сложности приемника разработан метод рекуррентного оценивания на фоне АБГШ состояний канала, представляемого в виде дискретного Марковского источника. Эффективный нелинейный алгоритм такого оценивания заимствован из работы [29], примененного для декодирования сверточного кода, и получил название алгоритм Витер-

би. Позднее Д. Форни [97, 110] модернизировал этот алгоритм для реализации близкого к оптимальному приему сигналов КАМ в каналах с МСИ.

В работах [49, 50] развиты методы передачи с использованием ортогональных преобразований блоков данных, позволяющие производить согласование передатчика и приемника с КС и эффективно бороться с МСИ.

1.4. Методы последовательной многочастотной передачи данных по частотно-ограниченному каналу связи

Исследования методов борьбы с МСИ, показали, что альтернативой корректорам каналов в одночастотных ЦСП является метод, когда в ЦСП используется ряд параллельных подканалов [88]. Поскольку при уменьшении скоростей подканалов длительности их символьных интервалов увеличиваются, действие МСИ существенно уменьшается [15]. Методам многочастотной модуляции, посвящено много работ зарубежных и отечественных авторов [6, 19, 33, 39, 70, 94, 95, 105, 112, 121, 123, 124, 132].

Рассмотрим некоторые методы этого направления, нашедшие широкое распространение в практике высокоскоростной передачи данных.

1.4.1. Многочастотная система передачи данных с узкополосными сигналами

Принципы МЧМ известны давно и реализованы в многоканальных системах передачи аналоговых сообщений [19, 22, 26, 38, 40, 46, 48, 71, 80, 89]. При последовательной передаче цифровых сообщений, с целью нивелирования МСИ, эти принципы использованы для разбиения одного «быстрого потока» данных на несколько «медленных потоков» путем организации параллельных подканалов, спектры сигналов которых занимают меньшую ПЧ, чем полоса КС [6]. Свойство узкополосности отдельных подка-

налов обеспечивает малую чувствительность ЦСП с МЧМ к искажению АЧХ и ФЧХ КС и нет необходимости в коррекции искажений передаточной функции КС.

1.4.1.1. Особенности многочастотной узкополосной передачи данных

Концепция использования параллельной передачи данных и мультиплексирования с частотным разделением была опубликована в 50-60-х годах прошлого столетия [106, 127]. Первой системой этого класса, известной с 1957 г., является «Кинеплекс» [120], а его развитие - советский модем МС-5 [48]. В дальнейшем были предложены модификации этих устройств, отличающиеся формой спектров сигналов, а заодно и частотными характеристиками соответствующих канальных узкополосных фильтров.

ЦСП с МЧМ имеют многочисленные технические решения. В англоязычной литературе МЧМ – это DMT (Discrete Multi Tone) модуляция. МЧМ-DMT является одним из основных методов модуляции технологий xDSL, в частности ADSL и VDSL [10, 22, 62]. Отметим, что ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) это асимметричный способ передачи данных, который согласно Рекомендации Международного союза электросвязи (МСЭ-ITU) G.992 рекомендован для построения цифровых широкополосных линий абонентского доступа по двухпроводным телефонным линиям связи. VDSL (*Very High Speed Digital Subscriber Line*) – способ передачи цифровых данных по абонентским линиям с повышенной скоростью – Рекомендация ITU G.993. Применительно к технологии ADSL частотный диапазон КС делится на несколько частотных полос, рисунок 1.12

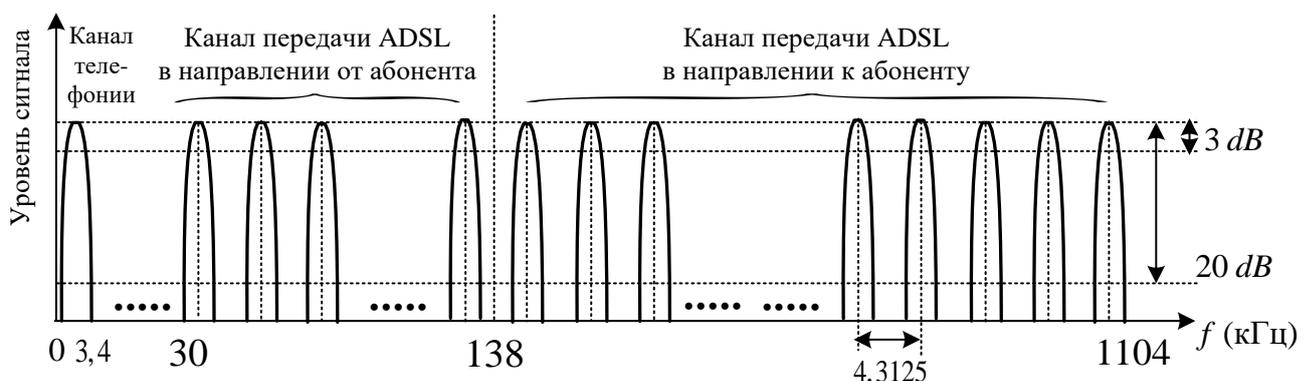


Рисунок 1.12 – Многочастотная организация каналов передачи ADSL

Каждый из этих участков используется для организации подканала передачи данных с МЧМ. На этапе вхождения в связь передатчик, выбирает подходящий вид модуляции, чтобы согласовывать параметры канальных сигналов с шумовой обстановкой в КС. При передаче данных информация распределяется между независимыми подканалами пропорционально их пропускной способности.

Следует отметить, что xDSL-модем – является техническим средством, которое обычно устанавливается в помещении абонента и осуществляет функции приемника-передатчика по технологии xDSL [22, 88]. Интерфейс xDSL должен удовлетворять как минимум одной из следующих рекомендаций МСЭ-Т: G.991.1, G.991.2, G.992.1, G.992.2, G.992.3, G.992.4, G.992.5, G.993.1, G.993.2. и др.

1.4.1.2. Структура и принцип действия ЦСП с узкополосными сигналами

Структурная схема многоканальной ЦСП показана на рисунке 1.13 [1,39].

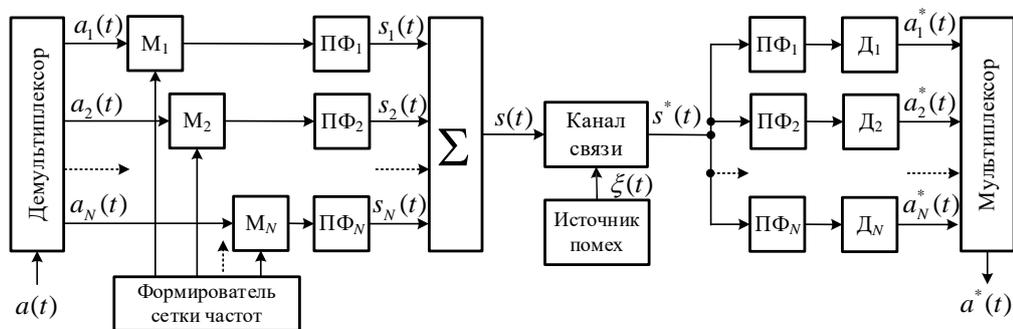


Рисунок 1.13 – Структурная схема многоканальной ЦСП с узкополосными сигналами

Здесь введены обозначения: $M_n, n = \overline{1, N}$ - индивидуальные передатчики подканалов, $D_n, n = \overline{1, N}$ - индивидуальные приемники подканалов. Входной «быстрый поток» двоичных данных $a(t), a \in \pm 1, 0 \leq t \leq T$, в демультиплексоре разбивается на N «медленных потоков» $a_n(t), n = \overline{1, N}, a \in \pm 1, 0 \leq t \leq NT$. В индивидуальных модуляторах двоичные данные преобразуются в символы КАМ, которые управляют параметрами под-

несущих колебаний на частотах $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N$; в ПФ формируются узкополосные сигналы $s_n(t)$, $n = \overline{1, N}$, а на выходе сумматора групповой сигнал $s(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t)$.

Число каналов N выбирается большим, полоса пропускания ПФ узкой, рабочая ПЧ каждого АЧХ КС постоянна, а ФЧХ - линейная функция частоты [16].

Критерием отсутствия межсимвольных и межканальных помех является выполнение обобщенного критерия Найквиста [129] следующего вида

$$\frac{1}{\tau} \sum_{r=-\infty}^{\infty} F_{1,n}(\omega - 2\pi r / \tau) K(\omega - 2\pi r / \tau) F_{2,l}(\omega - 2\pi r / \tau) = 0, \quad l \neq n, \quad l, n = \overline{1, N}, \quad \tau = NT, \quad (1.55a)$$

$$\frac{1}{\tau} \sum_{r=-\infty}^{\infty} F_{1,n}(\omega - 2\pi r / \tau) K(\omega - 2\pi r / \tau) F_{2,n}(\omega - 2\pi r / \tau) = 1, \quad l = n, \quad n = \overline{1, N}, \quad \tau = NT, \quad (1.55b)$$

Наибольшее распространение в ЦСП с МЧМ получили сигналы-переносчики (поднесущие) $\sin \omega_k t$, $\cos \omega_k t$, где $\omega_k = \omega_0 + k\Delta\omega$, $k = \overline{0, N-1}$ - центральные частоты подканалов; τ - длительность, так называемого, интервала ортогональности, на котором интеграл от произведения произвольной пары сигналов-переносчиков равен 0.

В современных схемах на каждой из поднесущих частот используется МФМ или КАМ, так что фактически N - частотный приемо-передатчик имеет $2N$ подканалов.

Разделение канальных сигналов-переносчиков на приеме выполняется ПФ, которые в общем случае не удовлетворяют соотношениям (1.55а, б), так как спектры канальных сигналов не являются полосно-ограниченными, в связи с чем они «перекрываются», что порождает МКИ и МСИ, в отличие от ЦСП с резко выраженной полосной ограниченностью подканалов. Для уменьшения МКИ вводят защитные интервалы [38, 48]. Для уменьшения МСИ проводят синтез огибающей сигнала $s(t)$.

В ЦСП с МЧМ (рис. 1.13) и, например, с КАМ в КС поступает сигнал вида

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} g(t) [A_{s,k} \sin \omega_k t + A_{c,k} \cos \omega_k t], \quad -\tau_1 / 2 < t < \tau_1 / 2, \quad (1.56)$$

где $A_{s,k}$ и $A_{c,k}$ - информационные параметры; τ_1 - длительность тактового интервала, несколько превышающего (на длину так называемого защитного интервала) интервал ортогональности длины τ ; $g(t)$ - огибающая сигнала (часто она прямоугольная).

Для нахождения коэффициентов $\{A_{s,k}\}$ и $\{A_{c,k}\}$ (точнее, их оценок) на приемном конце сигнал $s(t)$ обрабатывают в корреляторах [1, 68]:

$$\hat{A}_{s,k} = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} [s(t) + \xi(t)] \sin \omega_k t, \quad \hat{A}_{c,k} = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} [s(t) + \xi(t)] \cos \omega_k t, \quad (1.57)$$

где $\xi(t)$ - шум наблюдения.

Оценки в (1.57) коэффициенты Фурье, в ЦСП величины $\{A_{s,k}\}$ и $\{A_{c,k}\}$ находятся с помощью БПФ [15, 79].

1.4.2. Многочастотные системы передачи данных с широкополосными сигналами

Упрощенным вариантом реализации метода передачи данных с МЧМ-DMT является метод передачи с ортогональными гармоническими сигналами (ОГСП) [1, 21]. В англоязычной литературе этот метод - OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением) [19, 20, 94, 125, 138, 139]. Технология OFDM находит широкое применение в сетях.

Идея метода ОГСП-OFDM основывается на способе передачи цифровых данных, с применением широкой ПЧ и состоит в том, что «быстрый» поток данных разделяется на множество, состоящее из N_1 параллельных «медленных» потоков, модулирующих широкополосные поднесущие с разными частотами [15]. Особенностью является повышенная спектральная эффективность благодаря плотной упаковке перекрывающихся в частотной области поднесущих колебаний вида

$$\psi_n(t) = \cos(2\pi f_n t), 0 \leq t \leq T, n = \overline{1, N_1}, \quad (1.58)$$

удовлетворяющих на символьном интервале T условию ортогональности

$$\int_0^T \psi_n(t) \psi_k(t) dt = \int_0^T \cos(2\pi f_n t) \cos(2\pi f_k t) dt = \frac{T}{2} \left[\frac{\sin[2\pi(f_n + f_k)T]}{2\pi(f_n + f_k)T} + \frac{\sin[2\pi(f_n - f_k)T]}{2\pi(f_n - f_k)T} \right]. \quad (1.59)$$

Это выполняется, когда частоты кратны $V = 1/T$ и : $f_n = n/T, f_k = k/T, n, k = \overline{1, N_1}$, а на интервале T укладывается целое число периодов колебаний. Тогда имеем

$$\frac{1}{T} \int_0^T \psi_n(t) \psi_k(t) dt = \frac{1}{2} \left[\frac{\sin[2\pi(n+k)]}{2\pi(n+k)} + \frac{\sin[2\pi(n-k)]}{2\pi(n-k)} \right] = \delta_{n,k}, \text{ где } \delta_{n,k} \text{ - символ Кронекера.} \quad (1.60)$$

Заменяя в (1.59) частоту f_k на текущую частоту f находим спектр $\psi_n(t)$.

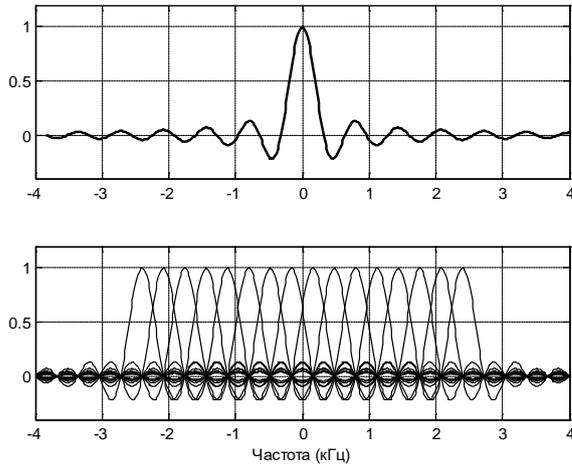


Рисунок 1.14 – Спектры OFDM

Показание частотного интервала $\Delta f = V$ организует ортогональность поднесущих колебаний лишь для прямоугольной формы огибающей группового сигнала.

При практической реализации множества сигналов в модемах применяют КАМ. При этом групповой сигнал в ОГСП-OFDM на интервале T представляется так

$$s(t) = \sum_{n=1}^{N_1} U_n \cos(2\pi n t / T + \varphi_n), 0 \leq t \leq T. \quad (1.61)$$

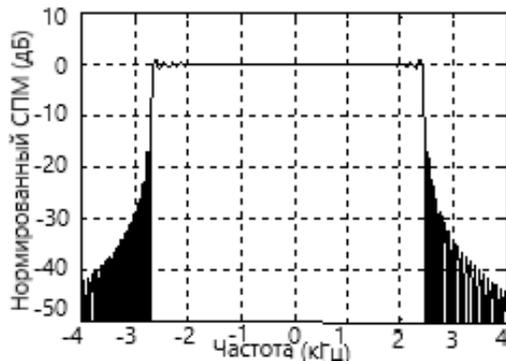


Рисунок 1.15 – Центрированная СПМ группового сигнала OFDM

Одной из основных характеристик сигнала $s(t)$ является его спектральная плотность мощности (СПМ) $G_s(2\pi f)$, на рис. 1.15 показан график нормированной и центрированной СПМ сигнала, которая приходит к следующему виду:

$$G_s(f) = \sum_{n=-N_1/2}^{N_1/2-1} \left[U_n T \frac{\sin(\pi f T - n)}{(\pi f T - n)} \right]^2, 0 \leq t \leq T \quad (1.62)$$

1.4.2.1. Структура и принцип действия ЦСП с OFDM

Сигнал $s(t)$ в (1.61) с СПМ (1.62) можно разработать в схеме, содержащей генератор сетки частот (рис. 1.13), производящий поднесущие колебания вида (1.58), и N_1

умножителей (модуляторов). Хотя, при больших N_1 (100 - 1000) подобный метод формирования группового сигнала затруднён в реализации.

Другой подход, построен на основе *дискретного преобразования Фурье* (ДПФ). Для его воплощения представим (1.61) в комплексной форме. С этой целью введем комплексную амплитуду $\dot{A}_n = A_n e^{j\varphi_n}$ и комплексную форму группового OFDM-символа:

$$\dot{s}(t) = \sum_{n=0}^{N_1-1} \dot{A}_n \exp(2\pi n t / T), 0 \leq t \leq T. \quad (1.63)$$

Представляя сигнал в дискретном времени $t_k = k\Delta t$, где Δt - интервал дискретизации, и вводя дискретную экспоненциальную функцию (ДЭФ), (1.63) имеет вид

$$\dot{s}_k = \frac{1}{N_1} \sum_{n=0}^{N_1-1} \dot{A}_n W_{N_1}^{nk}, k = \overline{0, N_1-1}, \quad (1.64)$$

где $1/N_1$ - нормировочный множитель, $W_{N_1}^m = \exp(j2\pi m / N_1)$, $m = \overline{0, N_1-1}$, - ДЭФ, $N_1 = T / \Delta t$.

Известно [79], что обратное ДПФ (1.64) может быть эффективно вычислено с помощью алгоритмов БПФ. Помимо того, учитывая свойство ортогональности ДЭФ, по выборке $\{s_k\}$, $k = \overline{0, N_1-1}$, на приемной стороне системы, возможно, восстановить выборку комплексных амплитуд $\{\dot{A}_n\}$, $n = \overline{0, N_1-1}$, $k = \overline{0, N_1-1}$, посредством ДПФ:

$$\dot{A}_n = \sum_{k=0}^{N_1-1} \dot{s}_k W_{N_1}^{-nk}, n = \overline{0, N_1-1}, \quad (1.65)$$

реализуемого также с помощью БПФ.

Упрощенная схема ЦСП с ОГСП-OFDM приведена на рисунке 1.16 [125].

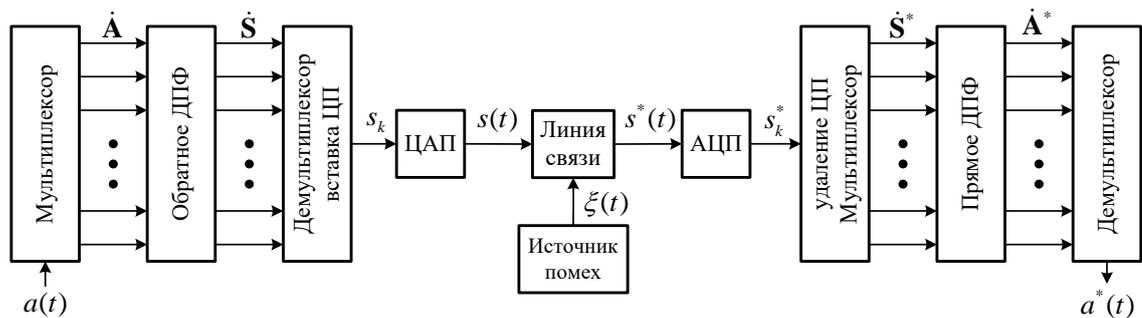


Рисунок 1.16 – Блок - схема ЦСП с МЧМ-OFDM

Здесь исходное сообщение $a(t)$, цифровой поток [16] данных со скоростью $V_b = 1/T_b$, в мультиплексоре преобразуется в N_1 медленных со скоростями $V_n = V_b / N_1$ импульсных потоков, что приводит к уменьшению МСИ. На выходе мультиплексора формируется комплексный вектор-столбец \dot{A} с компонентами $\dot{A}_n = A_n e^{j\varphi_n}$, $n = \overline{0, N_1-1}$. После этого в соответствии с (1.65) в блоке вычисления *обратного ДПФ* находятся

компоненты вектора-столбца \dot{S} , а он в демультимплексоре транспонируется в вектор-строку $(s_0, s_1, \dots, s_{N_1-1})$, расположенную на символьном интервале $T = N_1 T_b$.

С целью сглаживания МСИ от многолучевости в схемах с OFDM символьный интервал наращивается до величины $T_s = T + \tau_{\text{ЦП}}$, где $\tau_{\text{ЦП}}$ - длительность защитного интервала, именуемого «циклическим префиксом» (ЦП).

В передатчике последовательность $(s_0, \dots, s_{N_1-1}, z_1, \dots, z_l)$ группового сигнала и ЦП в ЦАП превратится в аналоговый сигнал $s(t)$, поступающий в КС. На приёмной части $s^*(t)$ в АЦП наблюдается в виде $(s_0^*, \dots, s_{N_1-1}^*, z_1^*, \dots, z_l^*)$, убираются выборки ЦП, а в *мультиплексоре* $(s_0^*, \dots, s_{N_1-1}^*)$ транспонируется в \dot{S}^* . В соответствии с (1.64) посредством прямого ДПФ данный вектор превратится в вектор \dot{A}^* , который в *демультимплексоре* транспонируется в вектор-строку $(\dot{A}_0^*, \dot{A}_1^*, \dots, \dot{A}_{N_1-1}^*)$ и по этой цифровой последовательности восстанавливается оценка $a^*(t)$ двоичного сообщения.

Достоинство метода МЧМ-OFDM простота реализации, но для повышения спектральной эффективности учеными разрабатываются альтернативные ЦСП.

1.5. Технологии многочастотной передачи данных, альтернативные OFDM

Для практического использования в современных телекоммуникационных системах сигналы OFDM с *прямоугольной формой огибающей* не являются удовлетворительными, поскольку выходят за пределы спектральной маски, устанавливаемой спецификацией на систему, проблема состоит в высоком уровне внеполосных излучений. Для устранения недостатков OFDM в сетях 5G предложен ряд альтернативных технологий [22, 23, 32, 36, 37, 43, 46, 48, 54, 66, 76, 77, 108, 112, 130, 132, 141].

В современных технологиях пятого поколения для уменьшения внеполосного излучения, присущего сигналам OFDM с *прямоугольной формой огибающей*, используются методы сглаживания огибающей путем её дополнительной фильтрации.

1.5.1. Особенности технологии передачи данных GFDM

Generalized Frequency Division Modulation (GFDM) является технологией модуляции, используемой в сотовых сетях пятого поколения [132]. Основным отличием GFDM от технологий четвертого поколения является использование фильтра с частотной характеристикой «корень из приподнятого косинуса» (1.19). Выражение импульсной характеристики данного фильтра представлено в (1.20). Фильтр обладает параметром β , позволяющим настроить его под конкретный сценарий для уменьшения внеполосного излучения; β может принимать значения в диапазоне $[0,1]$, где 1 соответствует минимальному внеполосному излучению. В работе [43] такого вида сигналы названы, как RRC-SEFDM (спектрально эффективные OFDM сигналы).

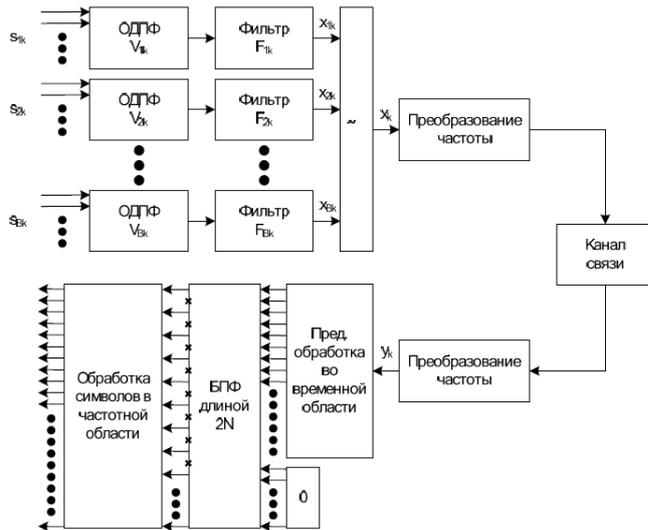
При указанных достоинствах спектральная эффективность этих сигналов не меняется и соответствует технологии OFDM. Формирующий импульс по сравнению с OFDM более компактен, но бесконечен во времени и на приемной части для компенсации МСИ требуется эквалайзер.

1.5.2. Особенности МЧМ с использованием банка фильтров FBMC

Filter Bank Multicarrier (FBMC) это метод OFDM [76, 108, 130]. В технологии FBMC каждая поднесущая сигнала OFDM фильтруется отдельно. В отличие от схемы ЦСП с OFDM, приведённой на рисунке 1.16, в схеме ЦСП с FBMC за блоком ОБПФ включается блок, содержащий N полифазных фильтров (по числу поднесущих). Каждый фильтр обрезает ПЧ индивидуального канала, что ведёт к уменьшению МКИ в частотной области и отпадает необходимость в циклическом префиксе, а спектральная эффективность ЦСП-FBMC увеличивается в 1.15 раз по сравнению с ЦСП-OFDM [19, 35].

1.5.3. Особенности технологии передачи данных UFMC

В качестве перспективной технологии для сетей 5G в настоящее время рассматривается технология многочастотной передачи с универсальной фильтрацией



(Universal Filtered Multi-Carrier, UFMC) [36, 37]. Преимущества: защитный интервал не нужен, повышается спектральная эффективность, снижается уровень боковых лепестков поднесущих. FBMC и UFMC более устойчивы к ошибкам оценки частотного и временного сдвигов, не требуют передачи дополнительных обучающих сигналов и сложных систем синхронизации, что особенно важно для дешевых устройств IoT/M2M [35].

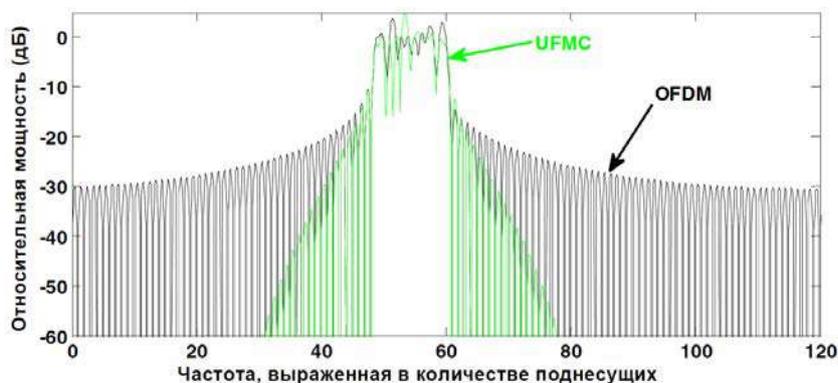
Рисунок 1.17 - Функциональная схема системы многочастотной передачи данных с UFMC поднесущими.

Функциональная схема UFMC показана на рисунке 1.17 [36, 38]. Блок символов КАМ делится на B подблоков (из n_i символов КАМ) и подается на отдельный блок N -точечного ОДПФ. На вход каждого блока ОДПФ помимо информационных символов КАМ подаются нули, дополняющие размер подблока до N . Частотный диапазон делится на B последовательных поддиапазонов, а в каждом i -ом поддиапазоне передается n_i информационных поднесущих. Сигналы с выходов всех поддиапазонных фильтров складываются, и далее суммарный сигнал переносится на радиочастоту и передается в КС. Вектор принимаемого сигнала \mathbf{y} можно представить в виде свертки передаваемого сигнала \mathbf{x} матрицы Тёплица \mathbf{H} , характеризующей импульсную характеристику канала связи во временной области, включая аддитивный шум [38]. На рисунке 1.18 представлены графики СПМ сигнала UFMC и OFDM.

В приёмнике выполняется преобразование частоты радиосигнала, его обработка во временной области, фильтрация и синхронизация. Далее сигнал переносится в частотную область. Длина символа $(N+L-1)$, преобразование из временной области в час-

тотную производится с помощью $2N$ -точечного ДПФ, недостающие отсчеты на входе блока ДПФ дополняются нулями. Дальнейшая обработка сигнала как в OFDM [38].

Применение технологии UFMC способствует наращиванию спектральной эффек-



тивности сетей мобильной связи в 1.11 раз относительно сетей, использующих технологию OFDM [19]. У UFMC — сложная реализация по сравнению с OFDM.

Рисунок 1.18 - Спектральная плотность мощности сигналов UFMC и OFDM [36]

1.5.4. Многочастотная передача данных неортогональными сигналами

Возможности увеличения скорости передачи данных в ЦСП практически исчерпаны, исследование новых способов её роста (в условиях нехватки частотных полос) представляет собой актуальную задачу. Одна из разрабатываемых технологий, многочастотная передача данных с неортогональными сигналами [23, 48, 63, 66, 76, 78, 119].

1.5.4.1. Особенности передачи данных методом Faster-than-Nyquist (FTN)

В работе Mazo [119], показано, что скорость Найквиста не является абсолютным пределом, и может быть превышена при неортогональной передаче данных, по меньшей мере, в 1,24 раза или на 24,7%, при наличии соответствующих методов приема сигналов в условиях возрастающей МСИ. Это достигается тем, что двоичные импульсы с формой $\text{sinc}(t/T)$ могут быть посланы через интервалы $T_m < T_{\text{ort}}$, где T_{ort} — длитель-

ность символа при ортогональной передаче данных методом OFDM. При этом передача данных происходит без потери асимптотической вероятности ошибки. Мазо назвал это FTN передачей, потому что импульсы передаются быстрее, чем допускается пределом Найквиста для ортогональных импульсов. Более подробно эта идея рассматривается в работе [23].

1.5.4.2. Особенности уплотнения каналов связи на основе неортогональных сигналов

В работе [76] рассмотрена возможность создания систем связи с неортогональными поднесущими частотами. Основой этого являются оригинальные частотные фильтры максимального правдоподобия, которые могут разделять неортогональные по частоте импульсы. Их спектры частично (с коэффициентом до 0.9) перекрываются. ЦСП с неортогональными по частоте поднесущими увеличивают скорость передачи данных [15]. В работах [48, 66] рассмотрены сигналы сглаженной формы и увеличенной длительности при сохранении символьной скорости передачи. Предложена постановка задачи синтеза оптимальных сигналов при ограничениях на скорость спада уровня внеполосных излучений и уровень МСИ. Моделирование в среде MatLab ЦСП с МЧМ и неортогональными сигналами при ослаблении внеполосных излучений по уровню – 30 дБ достигается спектральная эффективность около 1.5 при потере энергетической эффективности порядка 1 дБ.

1.6. Выводы по разделу 1 и постановка задач исследования

1. Проведенный обзор показывает, что наиболее эффективными методами компенсации МСИ при высокоскоростной передаче данных по частотно-ограниченным КС

являются методы многочастотной модуляции, нашедшие свое практическое применение в современных ЦСП и закрепленных в стандартах МСЭ (ITU): G 992 (ADSL), G 993 (VDSL), IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), LTE и др.

2. На сегодняшний день основное внимание исследователей и разработчиков направлено на ЦСП, использующие сигнально-кодовые конструкции на основе широкополосных поднесущих с технологией OFDM. Достоинство этой технологии состоит в использовании ортогональных поднесущих и возможности подстраиваться под сложную обстановку в КС, а применение пилотных поднесущих позволяет выполнять оценку передаточной функции КС, обеспечивая тем самым когерентную подстройку демодулятора приемника ЦСП без использования эквалайзеров, что приводит к снижению сложности приемника и его стоимости. Однако, как следует из различных источников, метод OFDM не свободен от недостатков:

- сигнал OFDM имеет высокий уровень внеполосного излучения (боковых лепестков спектра отдельной широкополосной поднесущей) в виду того, что используется формирующий импульс прямоугольной формы; это приводит к тому, что возникает высокая взаимная интерференция между смежными поднесущими и утечка мощности из диапазона, где передаются данные;
- для уменьшения уровня внеполосных излучений вводят защитные интервалы и циклическое расширение, что приводит к снижению на 7% спектральной эффективности ЦСП;
- высокий уровень внеполосных излучений OFDM накладывает ограничение на формирование динамического спектра с относительно узкими пустыми областями;
- сигналы OFDM, имеющие повышенный пик-фактор, чувствительны к нелинейности передающего тракта, что является причиной сложности использования видов модуляции с повышенной спектрально-энергетической эффективностью;
- метод OFDM, относительно метода DMT, более чувствителен к расстройке частоты и фазовому шуму;
- в методах OFDM небольшое внимание уделяется вопросам оптимизации формы огибающей непосредственно передаваемого сигнала.

3. Анализ усовершенствованных методов, альтернативных методу OFDM, таких как GFDM, FBMC, UFMC, RRC-FTN и других, известных к настоящему времени, показывает, что их спектральная эффективность не на много превышает спектральную эффективность ЦСП с OFDM, а сложность алгоритма обработки увеличивается.

В этой связи актуальной представляется задача разработки и исследовании новых методов формирования и обработки сигналов с повышенной спектральной эффективностью, свободных от указанных выше недостатков OFDM, GFDM, FBMC, UFMC, RRC-FTN.

4. Считаю, что от основных недостатков, свойственных указанным методам, свободен метод DMT-МЧМ, которому в настоящее время незаслуженно уделяется мало внимания.

Следовательно, проблема высокоскоростной передачи данных по частотно-ограниченным КС в условиях действия шумов и межсимвольных искажений не является полностью решенной и требует дальнейшего исследования. В частности, к этому направлению в полной мере относится задача разработки и исследования новых методов многочастотной передачи данных с узкополосными финитными сигналами, не вызывающими МСИ на входе демодулятора ЦСП, обеспечивающих повышенную спектрально-энергетическую эффективность.

Для решения этой задачи в работе рассматриваются следующие вопросы:

- исследование многочастотного модема с узкополосными финитными сигналами первого вида, максимизирующих отклики ПФ Баттерворта в середине символьного интервала, не вызывающих МСИ на их выходах;
- исследование спектрально-энергетической эффективности различных структур (модификаций) разработанного модема;
- синтез новых финитных сигналов второго вида, максимизирующих среднее значение откликов ПФ Баттерворта, не вызывающих МСИ на их выходах и имеющих пониженный пик-фактор;
- разработка новых способов оценки параметров нестационарного КС с учетом качества их функционирования;
- разработка и исследование нового адаптивного многочастотного модема с узкополосными финитными сигналами второго вида с повышенной спектрально-энергетической эффективностью.

2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ МНОГОЧАСТОТНОГО МОДЕМА С УЗКОПОЛОСНЫМИ ОПТИМАЛЬНЫМИ ФИНИТНЫМИ СИГНАЛАМИ ПЕРВОГО ВИДА

В разделе 1 на основе обзора работ, связанных с решением задач борьбы с МСИ, возникающей из-за различных факторов и встречающихся в реальных КС, выявлена актуальная проблема, состоящая в отыскании такого класса финитных сигналов, которые проходя через узкополосные фильтры КС, принципиально не вызывали бы МСИ. Поэтому важнейшей задачей повышения спектрально-энергетической эффективности модемов с МЧМ является задача синтеза ОФС, согласованных с заданными характеристиками узкополосных фильтров модема с целью нивелирования МСИ на их выходах [16].

Различные подходы к решению данной проблемы рассматривались в работах [24-38, 48-52, 57, 58, 64-66, 71-74, 80, 83, 95, 100, 105, 112, 118-121, 127, 129, 135]. В работах [2÷16, 90, 91], активное участие в которых принимал и автор диссертации, обобщены известные результаты исследователей и получен ряд новых результатов.

В данном разделе на основе указанных работ автора рассматриваются вопросы разработки структурных схем и анализа спектрально-энергетической эффективности модемов с технологией МЧМ-DMT и оптимальными узкополосными финитными сигналами первого вида (ОФС1), синтезируемых по критерию максимума откликов канальных фильтров Баттерворта в центре символьного интервала.

Так, в разделе 2.1 рассматриваются требования к канальным полосовым фильтрам ЦСП с МЧМ. Показано, что этим требованиям вполне удовлетворяют фильтры Баттерворта (ФБ). Исследуются общие свойства и характеристики канальных ФБ в структуре ЦСП с МЧМ. В разделе 2.2 осуществляется расчет форм и спектров ОФС1 на входе и выходе [84] низкочастотного эквивалента фильтра Баттерворта (НЧЭ ФБ). В разделе 2.3 разрабатываются усовершенствованные структуры модемов МЧМ-DMT с ОФС1 с разной спектрально-энергетической эффективностью и разной величиной пик-фактора. Рассматривается их функциональные схемы и принцип действия. В разделе 2.4 дается подробный расчет спектрально-энергетической эффективности разработан-

ных модемов МЧМ1,2,3-DMT и проводится сравнительный анализ их эффективности со стандартными модемами, такими как V-34, МЧМ-OFDM (и их альтернативными вариантами реализации). В разделе 2.5 даются основные выводы по результатам данного раздела.

2.1. Расчет характеристик и параметров канальных фильтров Баттерворта

Многочастотный модем (МЧМ) с узкополосными поднесущими в многоканальной ЦСП [16], изображенной на рисунке 1.13, содержит ряд параллельных каналов с индивидуальными ПФ, представлены на рисунке 2.1. ПЧ Δf ПФ одинаковы и меньше ПЧ КС $\Delta f_{KS} = F_{\max} - F_{\min}$, откуда число каналов равно $N = \Delta f_{KS} / \Delta f$. Центральные частоты ПФ индивидуальных каналов: $f_1, f_2, \dots, f_n, \dots, f_N$.

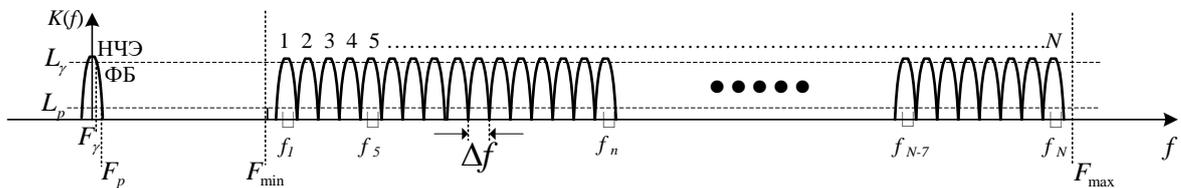


Рисунок 2.1 – Распределение канальных фильтров МЧМ в частотной области

К канальным ПФ модулятора предъявляются следующие требования [2, 22, 26, 30, 68].

1. ПФ должен обеспечивать максимально плоскую форму АЧХ в полосе частот пропускания, что обеспечивает неискаженную форму его отклика.

2. ПФ должен иметь резкий спад вне ПП для обеспечения заданного уровня МКИ, т.е. лимитированный уровень ослабления спектра формируемого сигнала при определенной отстройке от частоты f_n поднесущей. Так, в технологиях xDSL рекомендуемые уровни МКИ в соседних каналах составляют от -20 дБ и более, а расстояние между дискретными мульти-тонами (DMT) составляет 4.3125 кГц (рис. 1.12) [22, 96].

3. Техническая реализация ПФ на высоких центральных частотах затруднена, снизить сложность реализации из [10] можно, если вместо N ПФ использовать один

низкочастотный эквивалент (НЧЭ) ПФ (рис. 2.1) и N умножителей. С математической точки зрения эти процессы эквивалентны, а с практической более конструктивны.

4. Указанным требованиям удовлетворяют фильтры Баттерворта [1, 79], квадраты передаточных функций [84] которых определяются так

$$K_n^2(p, \omega) = \frac{1}{1 + \nu \left[(\omega - \omega_n) / \omega_\gamma \right]^{2p}}, n = \overline{1, N}, \quad K^2(p, \omega) = \frac{1}{1 + \nu (\omega / \omega_\gamma)^{2p}}, \quad (2.1)$$

В (2.1) первое соотношение для узкополосных ФБ, а второе для НЧЭ ФБ. Кроме того, здесь p - порядок ФБ, $F_\gamma = \omega_\gamma / 2\pi$ - граничная частота по уровню ослабления АЧХ его НЧЭ от максимума на L_γ дБ, ν - величина, зависящая от L_γ ; так $\nu = 1$ при $L_\gamma = -3$ дБ, и $\nu = 0,2589254$ при $L_\gamma = -1$ дБ. В дальнейших расчетах используем $L_\gamma = -3$ дБ на частоте F_γ (рис. 2.1).

При фиксированной частоте F_γ НЧЭ ФБ, ПЧ $\Delta f = 2F_p$ в n -ых каналах МЧМ определяют по заданному уровню L_p дБ ослабления МКИ, зависящему от порядка p . После несложных преобразований описанных в [10], находим связь между F_γ и F_p :

$$F_p = F_\gamma \cdot \delta_{p,\gamma}, \quad \delta_{p,\gamma} = \left(10^{-0.1L_{p,\gamma}} - 1 \right)^{1/2p}. \quad (2.2)$$

Например, при $L_\gamma = -3$ дБ, $p = 8$ и $L_{p,\gamma} = -20$ дБ, $\delta_{p,\gamma} = 1,3327$.

Переходя в (2.1) при $\nu = 1$ к переменной $s = j\omega / \omega_\gamma$, приходим к следующему представлению квадрата передаточной функции НЧЭ ФБ

$$|K(j\omega)|^2 = K(j\omega)K(-j\omega) = K^2(p, s) = 1 / \left[1 + (-1)^p s^{2p} \right]. \quad (2.3)$$

В дальнейшем будем использовать только четные порядки ФБ. Тогда с учетом того, что $(-1)^p = 1$, $p = 2, 4, 6, \dots$, найдем полюсы уравнения (2.3) из соотношения

$$(1 + s^{2p}) = 0, \rightarrow s^{2p} = -1 = e^{j(2k-1)\pi}, 0 \rightarrow \dot{s}_k = e^{j(2k-1)\pi/2p}, k = 1, 2, \dots, 2p. \quad (2.4)$$

Учитывая, что $K^2(p, s) = K(p, s)K(p, -s)$, найдем полюсы, соответствующие $K(p, s)$. Эти полюсы \dot{s}_k для $k = \overline{1, p}$ соответствуют левой полуплоскости комплексной экспоненты и имеют отрицательные действительные части. Остальные полюсы, относящиеся к $K(p, -s)$ являются комплексно-сопряженными к \dot{s}_k . В результате имеем

$$\dot{s}_k = -\sin \varphi_k + j \cos \varphi_k, \quad \varphi_k = (2k-1)\pi / 2p, \quad k = \overline{1, p/2}. \quad (2.5)$$

Переходя в частотную область, отмечаем, что корни характеристического уравнения НЧЭ ФБ с передаточной функцией (2.1), как следует из выше сказанного, при четном p являются комплексно-сопряженными и приводятся к следующему виду

$$\dot{\alpha}_k^{\pm} = -(\alpha_k \pm j\beta_k), k = \overline{1, p/2}, \quad \alpha_k = \omega_{\gamma} \sin \varphi_k, \quad \beta_k = \omega_{\gamma} \cos \varphi_k, \quad \omega_{\gamma}^2 = \alpha_k^2 + \beta_k^2. \quad (2.6)$$

Для модели НЧЭ ФБ с комплексно-сопряженными корнями в (2.6), импульсную [84] реакцию (ИР) $q(t)$ можно представить в виде [53]: $q(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{p/2} (\dot{c}_k^+ e^{-\dot{\alpha}_k^+ t} + \dot{c}_k^- e^{-\dot{\alpha}_k^- t})$.

Принимая $\dot{c}_k^{\pm} = (a_k \pm jb_k), k = \overline{1, p/2}$, с учетом того, что $(\dot{c}_k^+ + \dot{c}_k^-) = 2a_k$, $(\dot{c}_k^+ - \dot{c}_k^-) = j2b_k$, соотношение (2.7) приводится к виду [81]

$$\begin{aligned} q(t) &= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{p/2} (\dot{c}_k^+ e^{-(\alpha_k + j\beta_k)t} + \dot{c}_k^- e^{-(\alpha_k - j\beta_k)t}) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{p/2} e^{-\alpha_k t} (\dot{c}_k^+ e^{-j\beta_k t} + \dot{c}_k^- e^{j\beta_k t}) = \\ &= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{p/2} e^{-\alpha_k t} [(\dot{c}_k^+ + \dot{c}_k^-) \cos \beta_k t - j(\dot{c}_k^+ - \dot{c}_k^-) \sin \beta_k t] = \sum_{k=1}^{p/2} e^{-\alpha_k t} (a_k \cos \beta_k t + b_k \sin \beta_k t). \end{aligned} \quad (2.7)$$

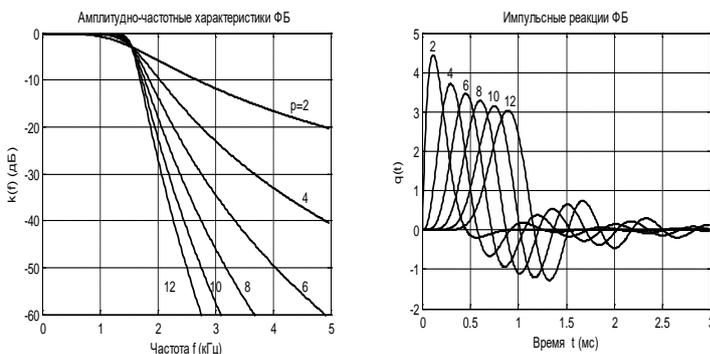
Так как параметры ИР $a_k, b_k, k = \overline{1, p/2}$, здесь не определены, желательно представить ИР ФБ в другом виде, а именно через ее параметры в (2.4)÷(2.6). Для этого, с учетом полюсов ФБ в (2.4), передаточная функция НЧЭ ФБ факторизуется, т.е. представляется в виде произведения сомножителей, а затем на основе теоремы разложения Хевисайда представляется в виде суммы элементарных дробей.

Применяя к этому разложению обратное преобразование Лапласа, после достаточно несложных преобразований приходим к следующему представлению ИР НЧЭ ФБ, которое используется в дальнейших расчетах,

$$q(p, t) = q_p \sum_{k=1}^{p/2} q_{pk} e^{-\alpha_k t} \sin(\beta_k t - \varphi_{pk}), \quad (2.8)$$

где введены следующие параметры ИР:

$$q_p = \omega_{\gamma}^{p/2+1} / 2^{p/2-1}, \quad q_{pk} = 1 / \beta_k \prod_{i=1 | i \neq k}^{p/2} (\alpha_i - \alpha_k), \quad \varphi_{pk} = (p/2 - 1)(\pi/2 + \varphi_k). \quad (2.9)$$



На рисунке 2.2 показаны графики АЧХ и ИР НЧЭ ФБ. Графики получены для порядков $p = 2m, m = \overline{1, 6}$, $F_{\gamma} = 1,55$ кГц (НЧЭ для телефонного канала связи [81]). АЧХ представлена в децибелах $kdB = 20 \lg K(p, f)$.

Рисунок 2.2 – Амплитудно-частотные и импульсные реакции НЧЭ ФБ

2.2. Оптимальные финитные сигналы первого вида, синтезируемые по критерию максимума в центре символьного интервала на выходе фильтра Баттерворта

Используя материалы, изложенные в разделе 1.2.2, применительно к рассматриваемому вопросу. В большинстве МЧМ на входы канальных ПФ подаются модулированные сигналы с прямоугольной огибающей длительностью T_s , при финитном (ограниченном во времени интервалом T_s) входном сигнале, отклик ПФ не финитен, а представляет собой импульс бесконечной длительности [1]. При последовательной передаче данных это приводит к МСИ, методы борьбы с которой изложены в первом разделе. Рассмотрим характеристики финитных сигналов первого вида.

2.2.1. Общие соотношения для оптимальных финитных сигналов первого вида

В данном разделе по известным характеристикам ФБ ставится задача определения формы (отличной от прямоугольной) финитного сигнала $x(t)$, $0 \leq t \leq T_s$ на его входе, обеспечивающего ту же длительность отклика $y(t)$, $0 \leq t \leq T_s$, максимизирующего мгновенное значение отклика ФБ в момент $t_m = T_s / 2$ и называемого ОФС1. Очевидно, если такие сигналы существуют, то при воздействии их на вход ФБ МСИ на его выходе отсутствует. Эти сигналы относят к классу ОФС, согласованных с характеристиками ФБ. Использование ОФС1 в системах с МЧМ существенно повышает их помехоустойчивость и приводит не к приближенному, как это следует из работы [82], но к точному расчету помехоустойчивости ЦСП с ОФС1.

Воспользовавшись результатами раздела 1.2.2 и материалами, изложенными в разделе 2.1, находим формы ОФС1 для НЧЭ ФБ

$$\begin{aligned}
x_1(t) &= \varepsilon \{ q(p, 0.5T_s - t) - \sum_{m=0}^{p-1} \lambda_m [q^{(m)}(p, -t) + (-1)^m q^{(m)}(p, T_s - t)] \}, \\
y_1(t) &= \varepsilon \{ Q(p, 0.5T_s - t) - \sum_{m=0}^{p-1} \lambda_m [Q^{(m)}(p, -t) + (-1)^m Q^{(m)}(p, T_s - t)] \}.
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Здесь $q(p, t)$ - ИР ФБ из (2.8), $\lambda_m, m = \overline{0, p-1}$ - множители Лагранжа [85], решения вариационной задачи на условный экстремум [81, 84], $Q(p, t)$ - канальная функция (КФ) ФБ, определяемая как функция корреляции от ИР $q(p, t)$ ФБ

$$Q(p, t) = \int_0^\infty q(p, \tau) q(p, \tau + |t|) d\tau, -\infty \leq t \leq \infty. \tag{2.11}$$

Верхний индекс (m) в (2.10) показывает производные m -ого порядка от функций $q(p, t)$ и $Q(p, t)$ [18]. В [5, 6, 81] показано, что производные от ИР и КФ ФБ равны

$$q^{(m)}(p, t) = q_p \omega_\gamma^m \sum_{k=1}^{p/2} q_{pk} e^{-\alpha_k t} \sin[\beta_k t + (m+1 - p/2)(\pi/2 + \varphi_k)], t \geq 0. \tag{2.12}$$

$$Q^{(m)}(p, t) = \frac{\omega_\gamma^{m+1}}{2p} \sum_{k=1}^p e^{-\alpha_k t} \sin[\beta_k t + \varphi_k + m(\pi/2 + \varphi_k)], t \geq 0, \tag{2.13}$$

где $Q^{(m)}(-t) = (-1)^k Q^{(m)}(t), m = \overline{1, p}$.

Кроме того, в работе [81] показано, что сигналы $x_1(t)$ и $y_1(t)$ будут финитны на интервале T_s и оптимальны для ФБ с указанными характеристиками, если множители Лагранжа в (2.10) удовлетворяют следующей системе линейных уравнений:

$$\begin{cases} 1 - \sum_{m=0}^{p-1} \lambda_m \omega_k^m [e^{\alpha_k T_s / 2} \cos \psi_{km}^+ + (-1)^m e^{-\alpha_k T_s / 2} \cos \psi_{km}^-] = 0, \\ \sum_{m=0}^{p-1} \lambda_m \omega_k^m [e^{\alpha_k T_s / 2} \sin \psi_{km}^+ - (-1)^m e^{-\alpha_k T_s / 2} \sin \psi_{km}^-] = 0, \end{cases} \quad k = \overline{1, p/2}, \tag{2.14}$$

где $\psi_{km}^+ = \beta_k T_s / 2 + m\theta_k, \psi_{km}^- = \beta_k T_s / 2 - m\theta_k, \theta_k = \arctg(\beta_k / \alpha_k)$.

2.2.2. Пример модели одноканальной системы передачи двоичных сообщений с ОФС1 без межсимвольной интерференции

Рассмотрим одну из возможных реализаций ЦСП двоичных сообщений с использованием в качестве модели КС ФБ, подтверждающей тот факт, что по заданному уз-

кополосному КС «типа ФБ» возможна последовательная передача двоичных сообщений, при которой МСИ на выходе такого КС не наблюдается. Структурная схема описана в работе [16] ЦСП с одноканальным модемом показана на рис. 2.3.



Рисунок 2.3 – Модель системы передачи с ОФС1 без МСИ

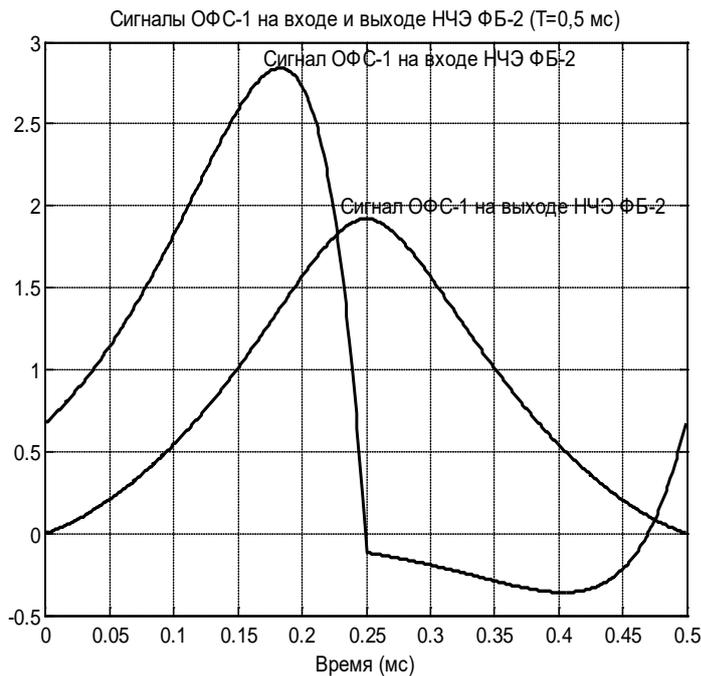


Рисунок 2.4 – Формы ОФС1 на входе и выходе НЧЭ ФБ

Здесь двоичные прямоугольные символы $a(t) \in [\pm 1]$, длительностью T , в блоке ФС-1 преобразуется в ОФС1 $x_1(t)$ другой формы, согласованной с характеристиками НЧЭ ФБ. В качестве ФБ выбран фильтр Баттерворта второго порядка (ФБ-2), передаточная функция которого определена в (2.1) при: $\nu = 1$, $F_\gamma = 1.55$ кГц, $T = 0.5$ мс. Для ФБ-2 с такими параметрами синтезированы ОФС1 $x_1(t)$ и $y_1(t)$ согласно соотношениям (2.10)–(2.15), формы которых показаны на рисунке 2.4.

В когерентном модеме на основе ОФС1 на выходе модулятора формируется канальный сигнал, например, вида $s(t) = x_1(t)\sqrt{2} \cos(2\pi f_0 t)$. Проходя через ФБ-2, этот сигнал на его выходе принимает другой вид $s_\phi(t) = y_1(t)\sqrt{2} \cos(2\pi f_0 t)$. После снятия несущей с частотой f_0 , на выходе демодулятора образуется сигнал с формой $y_1(t)$ без МСИ [16]. Применяя метод однократного отсчета в середине посылки, на выходе решающего устройства точно восстанавливаются последовательные отсчеты $a_k \in [\pm 1]$, $t_k = 0.5T_s + kT_s$, $k = 0, 1, 2, \dots$, передаваемого сообщения.

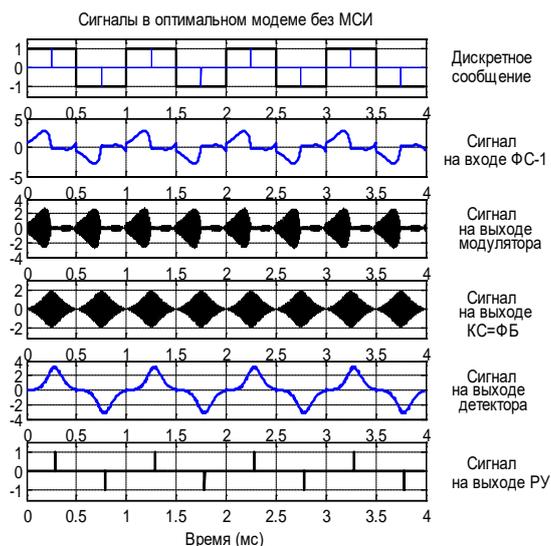


Рисунок 2.5 – Сигналы в различных сечениях модема с ОФС1

На рисунке 2.5 показаны результаты машинного моделирования в среде MatLab системы передачи данных с ОФС1 [8].

Результаты моделирования подтверждают такой факт: *по частотно-ограниченному каналу связи возможна [16] передача финитных сигналов без межсимвольной интерференции.*

2.2.3. Сигналы и спектры, согласованные с характеристиками фильтра Баттерворта восьмого порядка

В практике многочастотной передачи с целью повышения спектральной эффективности МЧМ применяются фильтры Баттерворта не 2-го, но большего порядка. Заметим, что *переход к ФБ большого порядка обеспечивает значительное подавление внеполосных излучений в системах передачи данных с многочастотной модуляцией.*

Применительно к технологиям xDSL [22, 46], с учетом соотношения (2.2), при $L_{p,\gamma} = -20$ дБ и $F_p = \Delta f / 2 = 4.3125 / 2 = 2.15625$ кГц, порядок фильтра Баттерворта $p = 8$ (ФБ-8), а граничная частота НЧЭ ФБ равна $F_\gamma = F_p / 1.3327 = 1.617956$ кГц; в дальнейших расчетах принимается $F_\gamma = 1.55$ кГц.

Для численной иллюстрации расчета множителей Лагранжа по соотношениям (2.14)-(2.15) на рисунке 2.6 показаны графики зависимости множителей Лагранжа от длительности символьного интервала для модели НЧЭ фильтра Баттерворта ФБ-8.

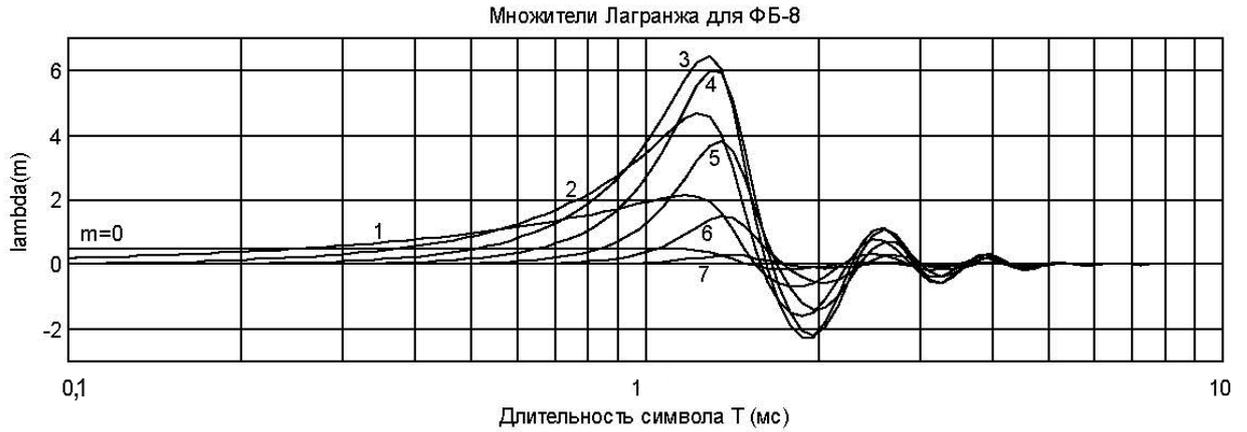


Рисунок 2.6 – Графики множителей Лагранжа для ФБ-8

На рисунке 2.7 приведены графики амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), импульсной реакции (ИР) и канальной функции (КФ) исследуемого ФБ-8.

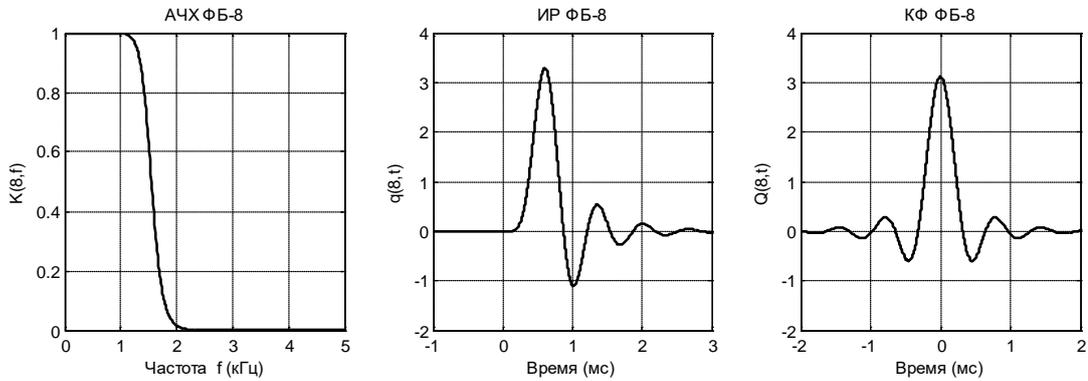


Рисунок 2.7 – Основные характеристики фильтра Баттерворта восьмого порядка

На рисунке 2.8 в соответствии с расчетами, проведенными по формулам (2.10)÷(2.15), изображены формы ОФС1 на входе и выходе ФБ-8 при $T_s=3$ мс.

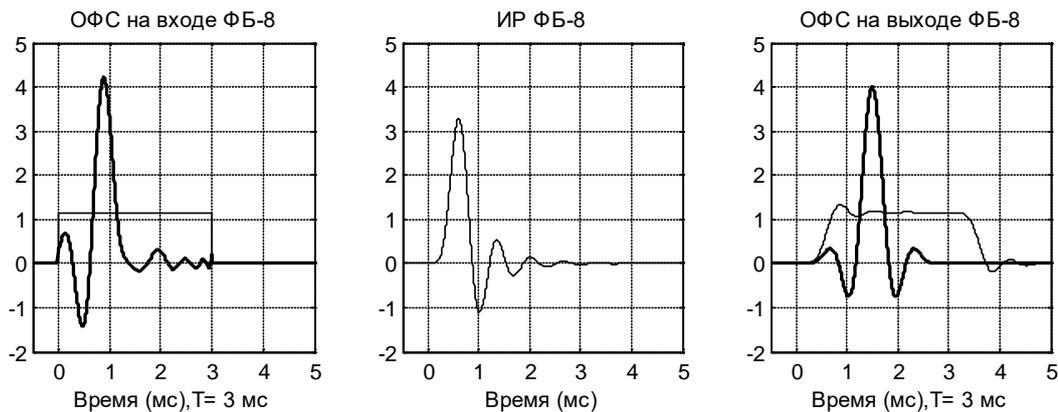


Рисунок 2.8 – Формы ОФС-1 на входе и выходе ФБ-8 ($T_s=3$ мс)

Для примера на рисунке 2.8 показан также вариант с прямоугольным символом той же длительности и с энергией, равной энергии $E_x = \int_0^{T_s} x_1^2(t) dt$ ОФС1 $x_1(t), 0 \leq t \leq T_s$.

Финитным сигналам в (2.10) соответствуют спектры [81]

$$S_{x,1}(j\omega) = \varepsilon K(p, -j\omega) \Phi_1(p, j\omega, T_s) = \varepsilon \frac{\Phi_1(p, j\omega, T_s)}{\sqrt{1 + (\omega / \omega_\gamma)^{2p}}}, \quad (2.16)$$

$$S_{y,1}(j\omega) = \varepsilon K^2(p, \omega) \Phi_1(j\omega, T_s) = \varepsilon \frac{\Phi_1(p, j\omega, T_s)}{1 + (\omega / \omega_\gamma)^{2p}},$$

где постоянный множитель ε определяется энергией E_x входного сигнала и значением отклика ФБ в центре символьного интервала $y_1(T_s/2)$

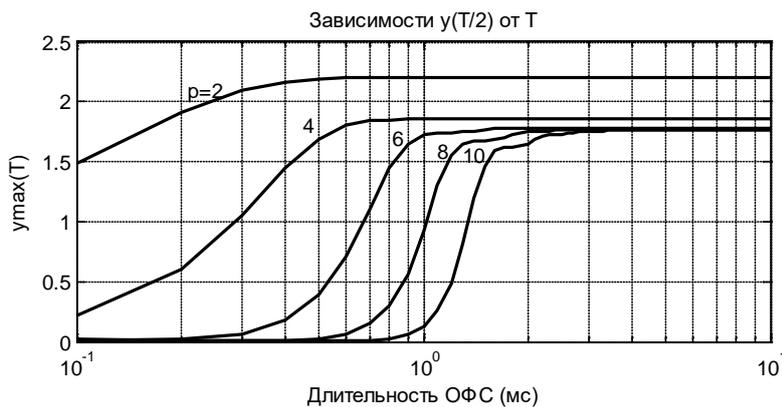


Рисунок 2.9 – Зависимости отклика ФБ в середине посылки от ее длительности

$$\varepsilon(p, T_s) = E_x / y(T_s/2). \quad (2.17)$$

При фиксированной энергии E_x величина ε обратна величине $y_1(T_s/2)$ и зависит от p ФБ и длительности T_s . Это подтверждается графиками на рис. 2.9.

В (2.16) $\Phi_1(p, j\omega, T)$ - *сигнальная функция*, находится по соотношению [81]

$$\Phi_1(p, j\omega, T) = \left\{ 1 - 2 \sum_{m=0}^{p-1} \lambda_m \omega_\gamma^m \cos[0.5(\omega T - m\pi)] \right\} \exp(-j\omega T / 2). \quad (2.18)$$

Графики спектров ОФС1, соответствующих рисунку 2.8, показаны на рисунке 2.10.

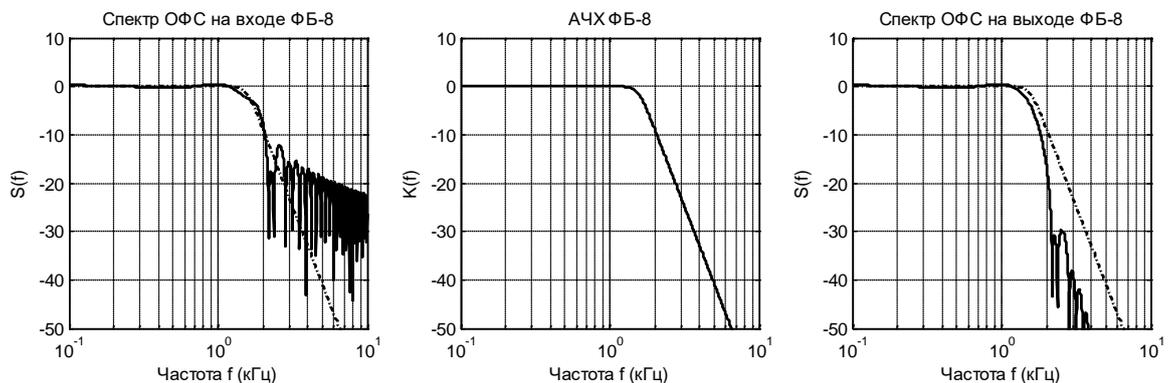


Рисунок 2.10 – Спектры ОФС на входе и выходе ФБ-8 ($T_s=3$ мс)

Здесь пунктирной линией изображена АЧХ ФБ-8. Сравнение этих графиков показывает, что, если уровни внеполосных составляющих в спектре входного ОФС-1 достаточно высоки и их значения превышают уровни АЧХ ФБ-8, то *уровни внеполосных со-*

ставляющих в спектре выходного ОФС1 резко снижаются и их значения не превышают уровни АЧХ ФБ-8, что улучшает спектральную эффективность системы передачи данных с МЧМ.

2.3. Усовершенствование структурных схем многочастотного модема с узкополосными оптимальными финитными сигналами первого вида

2.3.1 Структура и принцип действия простейшего модема – МЧМ0-DMT

Структурная схема ЦСП [16] с многочастотным когерентным модемом (МЧМ0-DMT), построенном на основе НЧЭ ФБ с ОФС1, приведена на рисунке 2.11 [6].

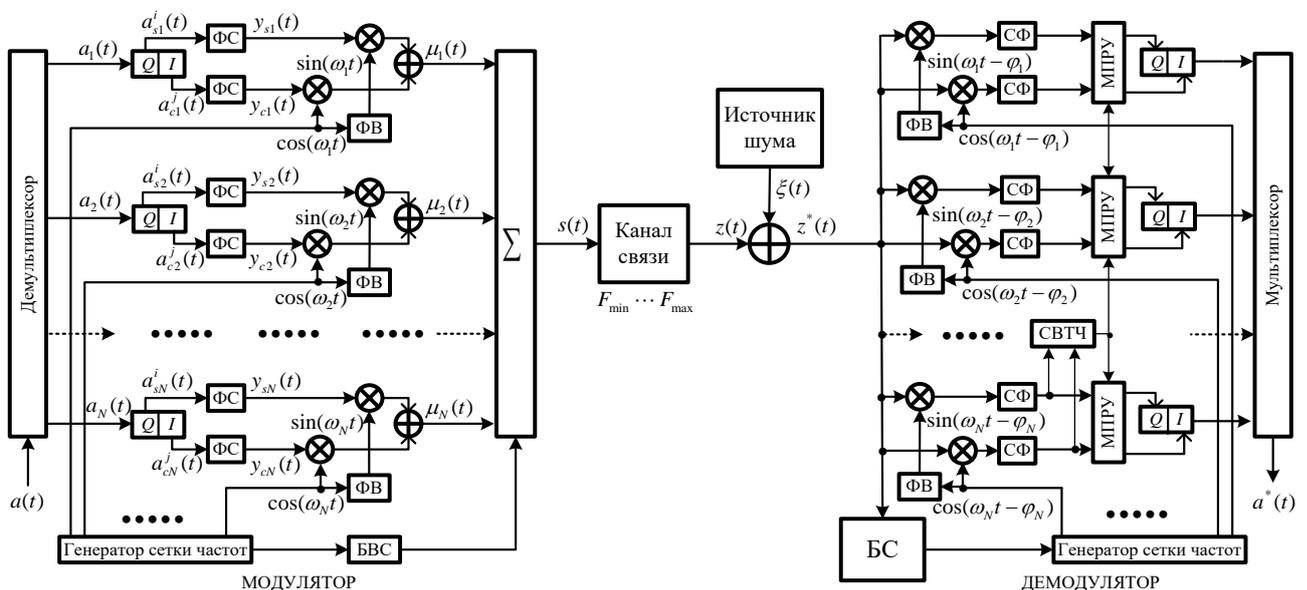


Рисунок 2.11 – Структурная схема ЦСП с МЧМ0-DMT и ОФС1

Здесь введены обозначения: ФС – формирователь ОФС1 на выходе НЧЭ ФБ [6], ФВ – фазовращатель на $\pi/2$, БВС – блок входа в связь, БС – блок синхронизации, СФ – согласованный фильтр с ОФС1, СВТЧ – схема восстановления тактовой частоты, МПРУ – многопороговое решающее устройство [15].

Предполагается, что КС не вносит искажений, а групповой сигнал на выходе модулятора МЧМО взаимодействует в КС только с АБГШ. Также предполагая, что блоки БС, СВТЧ и МПРУ обеспечивают идеальную синхронизацию [16].

В **модуляторе** МЧМО сообщение $a(t)$ с T_b , представляющее собой «быстрый» поток прямоугольных импульсов разной полярности (± 1), в демультиплексоре преобразуется в N «медленных» импульсных потоков $a_n(t), n = \overline{1, N}$, с $T_n = NT_b$, где N - число каналов [10]. В каждом из каналов формируются два квадратурных компонента: а) **синфазный** (по оси I) со значениями $a_{n,c}^j = (2j+1-M)c$, где $j = \sum_{l=0}^{m-1} \alpha_l 2^l$, $m = \text{ld} M$, $\alpha_l, l = \overline{0, m-1}$ - двоичный эквивалент целого числа j , $2c$ - энергетическая база сигнала M -ичной амплитудной манипуляции (АМ) (1.17); б) **квадратурный** (по оси Q) со значениями $a_{n,s}^i = (2i+1-M)c$, $i = \sum_{l=0}^{m-1} \beta_l 2^l$. Преобразование двоичного потока данных в M -ичный показано на рисунке 2.12 [5,6]. Здесь для примера рассмотрен [16] трехканальный МЧМО с 16КАМ.

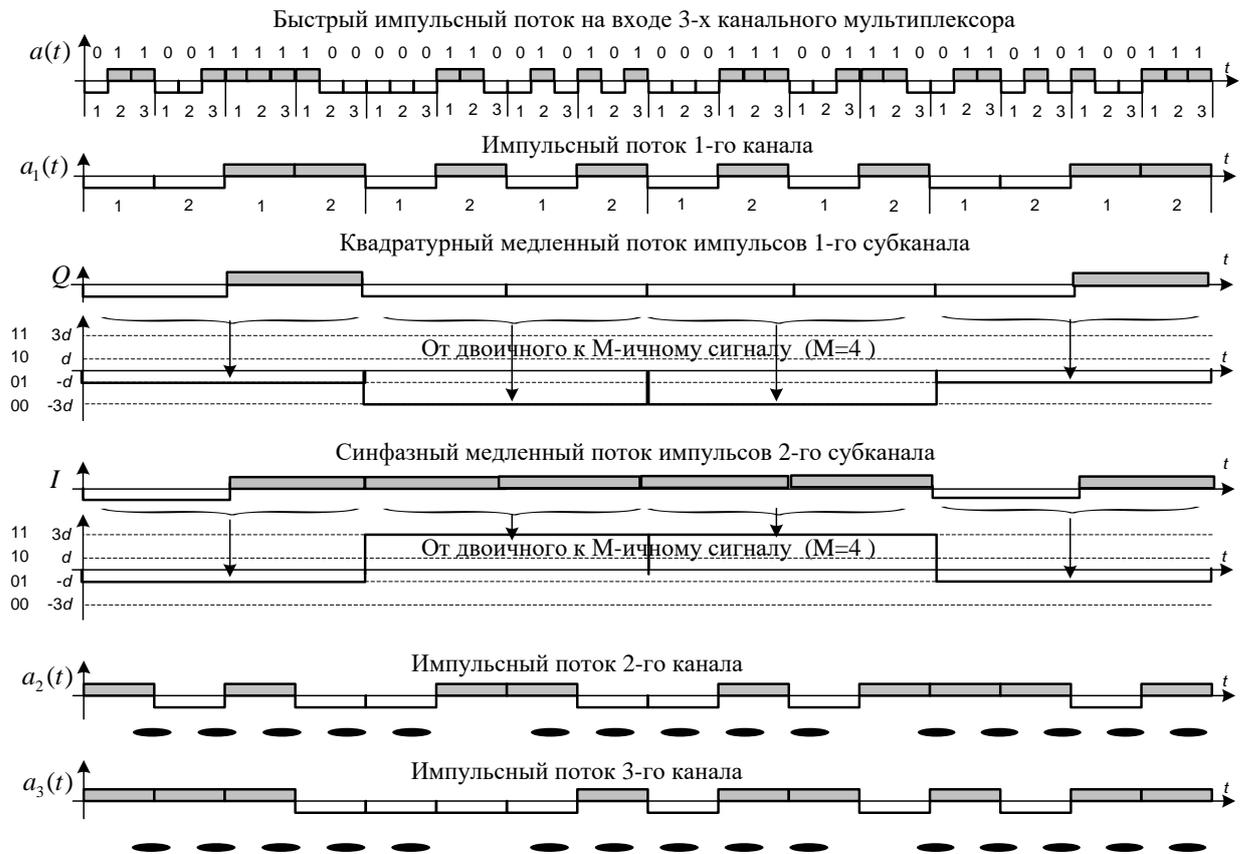


Рисунок 2.12 – Последовательности импульсов в различных сечениях модулятора

В блоках ФС осуществляется преобразование формы прямоугольных импульсов с длительностью, равной

$$T_s = T_0 = N \cdot T_b \cdot \text{ld } M_{\text{КАМ}}, \quad \text{ld } M = \log_2 M, \quad (2.19)$$

и амплитудами $a_{n,c}^j$ и $a_{n,s}^i$ в ОФС1 вида: $a_{n,c,k}^j y_1(t - kT_s)$ и $a_{n,c,k}^i y_1(t - kT_s)$, где $y_1(t), 0 \leq t \leq T_s$, - это ОФС1, вычисляемый априори в соответствии с выражением (2.10) и хранящийся в памяти модема, как на передаче (в модуляторе) [16], так и на приеме (в демодуляторе). Заметим, что здесь вместо стандартных импульсов прямоугольной формы: $1(t - kT_s), kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$, на выходе блоков ФС формируются ОФС1 $y_1(t), 0 \leq t \leq T_s$, (рис. 2.8), согласованные с НЧЭ канальных ФБ, и не вызывающие МСИ на их выходах.

Отметим также, что при фиксированной скорости передачи данных, если полосы частот каждого ФБ одинаковы, а формы их АЧХ зависят только от центральных частот, то для реализации оптимального модема с МЧМ0 требуется один вариант ОФС, вшиваемого в блоки ФС. Это упрощает практическую реализацию МЧМ0 с ОФС1 по сравнению с ЦСП, изображенной на рисунке 1.13.

В каждом n -ом канале ЦСП с МЧМ0-DMT с учетом квадратурных поднесущих, сдвинутых по фазе на $\pi/2$ (90°), на длительности символа T_s , формируется узкополосный индивидуальный канальный сигнал с КАМ вида

$$s_n(t) = \sum_k a_{n,c,k}^i y_n(t - kT_s) \sqrt{2} \cos \omega_n t + \sum_k a_{n,s,k}^j y_n(t - kT_s) \sqrt{2} \sin \omega_n t, \quad \omega_n = 2\pi f_n, \quad n = \overline{1, N}. \quad (2.20)$$

В результате объединения этих сигналов в сумматоре Σ модулятора образуется групповой сигнал: $s(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t), kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$.

В демодуляторе МЧМ0 зашумленный групповой сигнал вида

$$z^*(t) = z(t) + \xi(t) = \int_0^\infty h(\tau) s(t - \tau) d\tau + \xi(t) \quad (2.21)$$

воздействует одновременно на блок синхронизации (БС) и $2N$ индивидуальных канала, содержащих при когерентном приеме корреляторы, представляющие собой умножители и фильтры нижних частот (ФНЧ). На опорные входы умножителей поступают квадратурные колебания, сдвинутые друг относительно друга на $\pi/2$. Особенность данного демодулятора состоит в том, что в качестве ФНЧ здесь используются фильтры, согласованные с ОФС1 $y_1(t), 0 \leq t \leq T_s$, (СФ) и обладающие импульсными реакциями вида [89]: $h_{\text{СФ},1}(t) = y_1(T_s - t)$. Это обеспечивает оптимальный прием ОФС1 по критерию максимума отношения сигнал/шум на выходе СФ [88].

Выходные сигналы блоков СФ подаются на МПРУ, выдаваемые оптимальные оценки символов КАМ $a_{n,c}^j$ и $a_{n,s}^i$, которые затем в блоках QI объединяются в импульсные потоки со скоростью в 2 раза большей. В мультиплексоре N «медленных»

импульсных потока объединяются в один «быстрый» поток прямоугольных импульсов разной полярности (± 1) с T_b . Таким образом, на выходе ЦСП формируется оценка $a^*(t)$ переданного двоичного сообщения $a(t)$.

Основным недостатком модема МЧМ0-DMT [10] является большая величина пик-фактора $\pi_{E,0}$ сигнала в КС. Так для ОФС1 (при $N=1$, $T_s=1.8$ мс., $K=360$) максимальная величина пик-фактора, с учетом (2.20) и моделирования сигнала в среде MatLab,

составляет

$$\pi_{E,0} = \frac{s_{1,\max}^2}{\sum_{k=1}^K s_1^2(t_k) / K} = \frac{2.2641^2}{0.5202} = 9.8538 \text{ или } 9.9361 \text{ дБ.}$$

Поэтому, возникает проблема усовершенствования структурной схемы модема МЧМ0-DMT с целью повышения не только его спектральной эффективности, но и уменьшения величины пик-фактора модулированного сигнала в канале связи.

2.3.2. Первая усовершенствованная структура и принцип действия оптимального модема МЧМ1.1-DMT

Синтез двух ортогональных сигналов ОФС1. Анализируя форму ОФС1 [16] на выходе НЧЭ ФБ (рис. 2.4 ФБ-2 и рис.2.8 ФБ-8) замечаем, что ОФС1 $y_1(t)$ представляет собой четную функцию относительно момента $t_m = T_s / 2$. Поэтому спектральную эффективность рассмотренного выше модема [9] можно улучшить в 2 раза, если организовать в каждом из его каналов дополнительный канал, сигнал в котором ортогонален ОФС1. Эта идея рассмотрена в работе [7]. Сигналом, ортогональным ОФС1, очевидно, может служить производная от $y_1(t)$, как $y_{\perp}(t) = dy_1(t) / dt$. Знак \perp означает перпендикулярность векторов $y_1(t)$ с энергией E_1 и $y_{\perp}(t)$ с энергией E_{\perp} в Гильбертовом пространстве непрерывных сигналов [1]. Геометрическому свойству перпендикулярности сигналов соответствует понятие их ортогональности [16], определяемому так:

$\int_0^T y_1(t)y_{\perp}(t)dt = 0$. Форма сигнала $y_{\perp}(t)$ представляется в виде [7]

$$y_{\perp}(t) = \varepsilon \{ Q^{(1)}(p, 0.5T_s - t) - \sum_{m=0}^{p-1} \lambda_m [Q^{(m+1)}(p, -t) + (-1)^m Q^{(m+1)}(p, T_s - t)] \}. \quad (2.22)$$

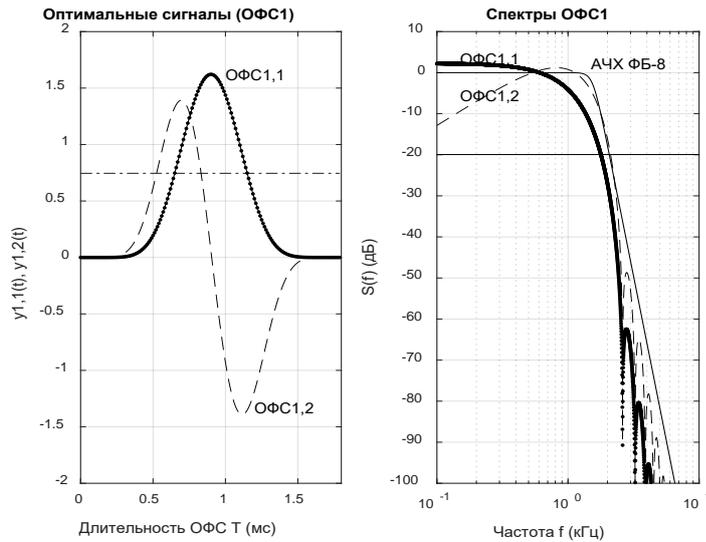


Рисунок 2.13 – Формы и спектры ортогональных ОФС1 для ФБ-8

В дальнейшем эти сигналы с равными энергиями обозначим так: $y_{1,1}(t) = y_1(t)$ - ОФС1,1 с энергией E_1 и $y_{1,2}(t) = \nu_1 y_{\perp}(t)$ - ОФС1,2, с такой же энергией E_1 , где $\nu_1 = \sqrt{E_1 / E_{\perp}}$. На рисунке 2.13 показаны формы и спектры ОФС1.1 и ОФС1.2 с параметрами: $T_s = 1.8$ мс., $F_{\gamma} = 1.55$ кГц и $L_p = 20$ дБ.

В разделе 2.2.3 для xDSL $F_{\gamma} = 1.617956$. Здесь F_{γ} меньше из-за расширения спектра сигнала ОФС1.2.

Структурная схема модема. Рассмотрим возможность уплотнения одного из каналов МЧМ [16] на рисунке 2.11 вторым сигналом $y_{1,2}(t)$ в той же полосе частот ФБ. Схема одного из каналов ЦСП с новым модемом МЧМ1-DMT рассмотрена в работе [10] и приведена на рисунке 2.14.

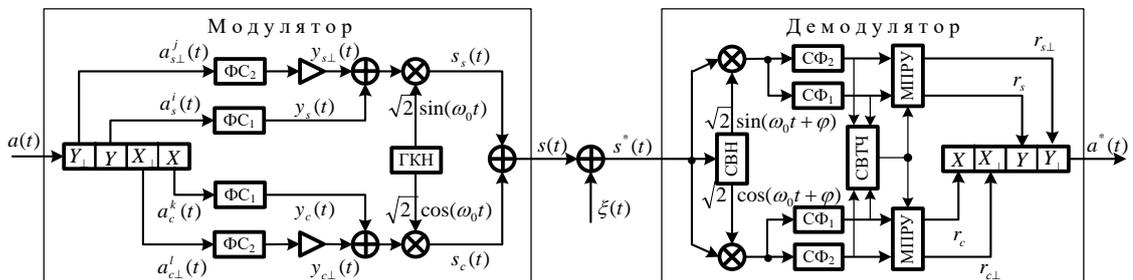


Рисунок 2.14 – Структурная схема одного из каналов ЦСП с МЧМ1-DMT и двумя ОФС1

Принцип его работы от рассмотренного в разделе 2.2 отличается [16] наличием не одного, а двух квадратурных каналов, а также методом формирования не двух, а четырех импульсов с дискретной многоуровневой АМ (МАМ). Здесь в модуляторе последовательность независимых двоичных импульсов $a_n(t)$ на выходе демультиплексора в блоке $Q_{\perp}Q I_{\perp}I$ модулятора путем соответствующего объединения символов, преобразуется в четыре независимые последовательности символов МАМ [15] с $M = 2^m$ следующего вида: $a_c^k(t), a_{c\perp}^l(t), a_s^i(t), a_{s\perp}^j(t)$, $k, l, i, j = \overline{0, M-1}$, с удвоенной длительностью [15]

$$T_s = T_1 = 2T_0 = 2NT_b \cdot \text{ld } M_{КАМ}. \tag{2.23}$$

В блоках ΦC_1 и ΦC_2 *синфазного* канала [15] прямоугольные сигналы $a_c^k(t), a_{c\perp}^l(t)$ преобразуются во взаимно-ортогональные ОФС1 $y_c(t), y_{c\perp}(t)$ (рис. 2.13), форма которых

определяется в соответствии с (2.10) и (2.22). В блоках ФС₁ и ФС₂ квадратурного канала прямоугольные сигналы $a_s^i(t), a_{s\perp}^j(t)$ преобразуются во взаимно-ортогональные ОФС1 $y_s(t), y_{s\perp}(t)$. Следует отметить, что сигналы $y_c(t), y_{c\perp}(t)$ и $y_s(t), y_{s\perp}(t)$ формируются с равными энергиями [10] путем введения в схему модема усилителей (рис. 2.14), с коэффициентом усиления $\nu_1 = \sqrt{E_1 / E_\perp}$, определяемым из условия равенства энергий двух ОФС1 $E_{y_{1,1}} = E_{y_{1,2}} = E$.

В демодуляторе используются четыре фильтра, согласованные с ОФС1 $y_1(t)$ и $y_\perp(t)$ (СФ1 и СФ2). Остальные блоки соответствуют блокам, данным на рисунке 2.11.

Пример формирования в среде MatLab [8] ОФС в блоке $Q_Q I_I$ модулятора дан на рисунке 2.15.

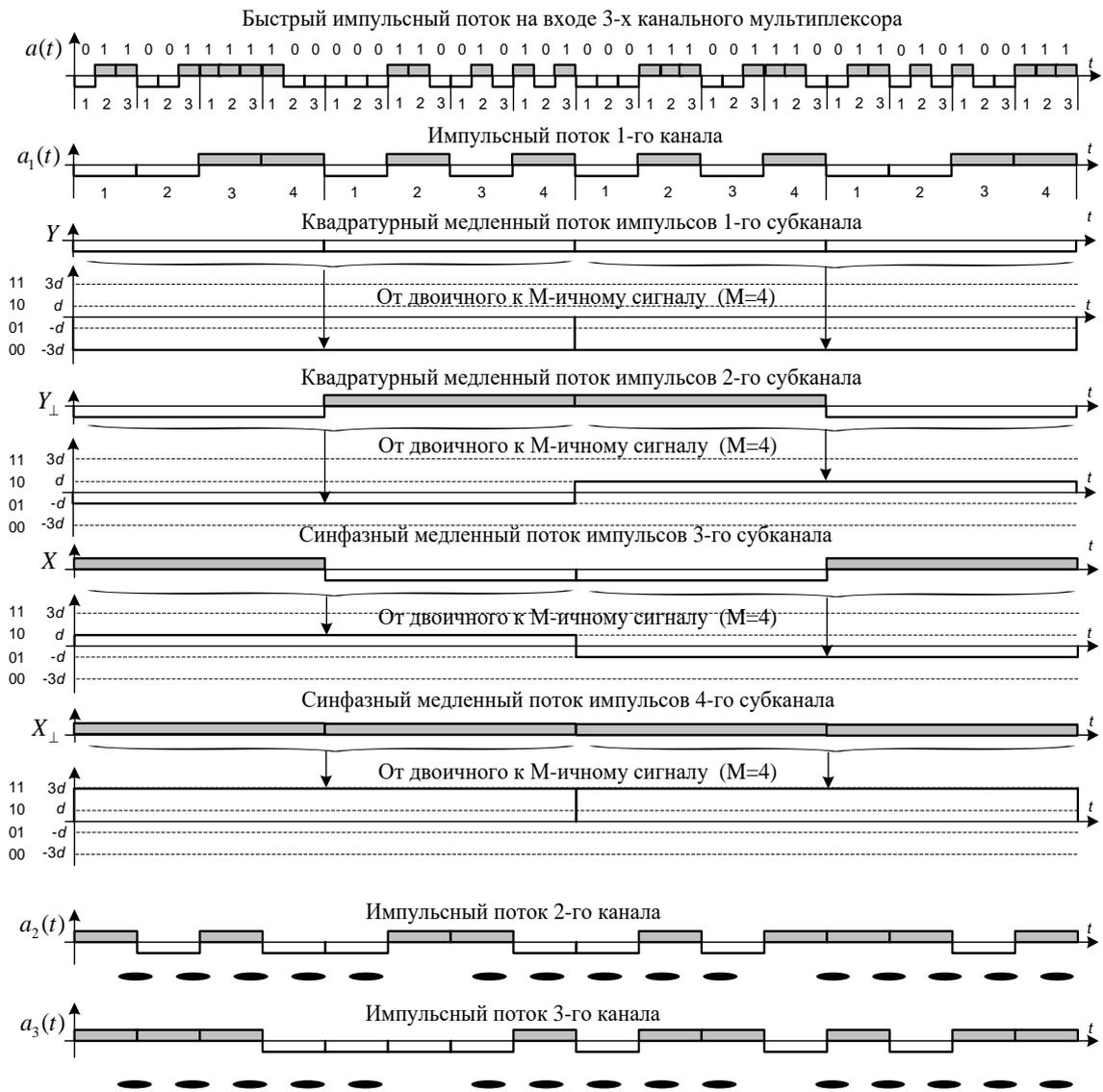


Рисунок 2.15 – Импульсы в различных сечениях модернизированного модулятора МЧМ1.1-DMT

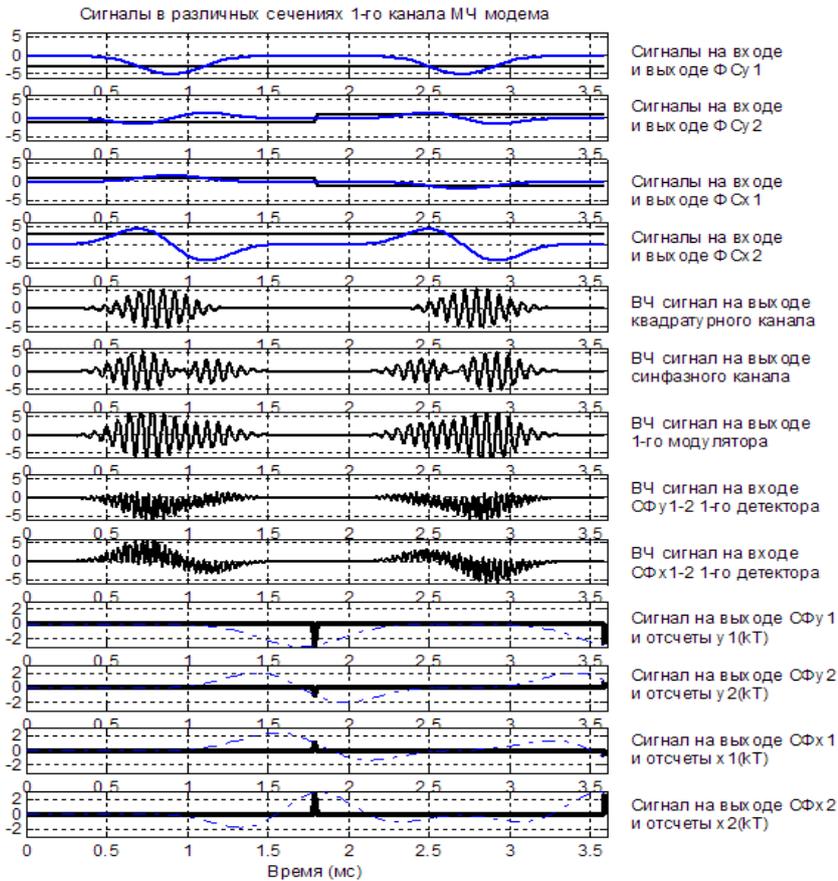


Рисунок 2.16 – Сигналы в различных сечениях одного канала МЧМ1.1 -DMT с ОФС1

Для МЧМ1.1-DMT (при $N=1$, $T_s=1.8$ мс., $K=360$) максимальная величина пик-фактора в среднем на одно сообщение уменьшается по сравнению с МЧМ0-DMT и составляет следующую величину

$$\pi_{E,1} = \frac{s_{1,\max}^2}{2 \sum_{k=1}^K s_1^2(t_k) / K} = \frac{3.2091^2}{2 \cdot 1.0498} = 4.9049 \text{ или } 6.9063 \text{ дБ.}$$

2.3.3. Вторая усовершенствованная структура и принцип действия оптимального модема МЧМ1.2-DMT

В структуре одного из каналов МЧМ1.1-DMT, изображенной на рисунке 2.14, осуществляется обработка скалярных величин при формировании сигналов ОФМ1. Спек-

На рисунке 2.16 показаны сигналы в различных сечениях модулятора и демодулятора с использованием ОФС1 и 16КАМ без учета шума в КС, полученные моделированием в среде MatLab [8].

Из рисунка 2.16 следует, что формируемые в схеме ОФС1 не вызывают МСИ, а потому их прием на согласованные фильтры приводит к точному восстановлению символов 16КАМ на выходе демодуляторов в конце символьных посылок $T_{s,1}$, определяемых по (2.23).

тральную эффективность этого модема можно увеличить еще в два раза, если перейти от скалярной к комплексной обработке при формировании сигналов КАМ с учетом длительности ОФС1 равной

$$T_2 = 2T_1 = 4NT_b \cdot \text{ld } M_{\text{КАМ}}. \quad (2.24)$$

Вторая усовершенствованная структура одного из каналов ЦСП с МЧМ1.2-DMT представлена на рисунке 2.17 [15].

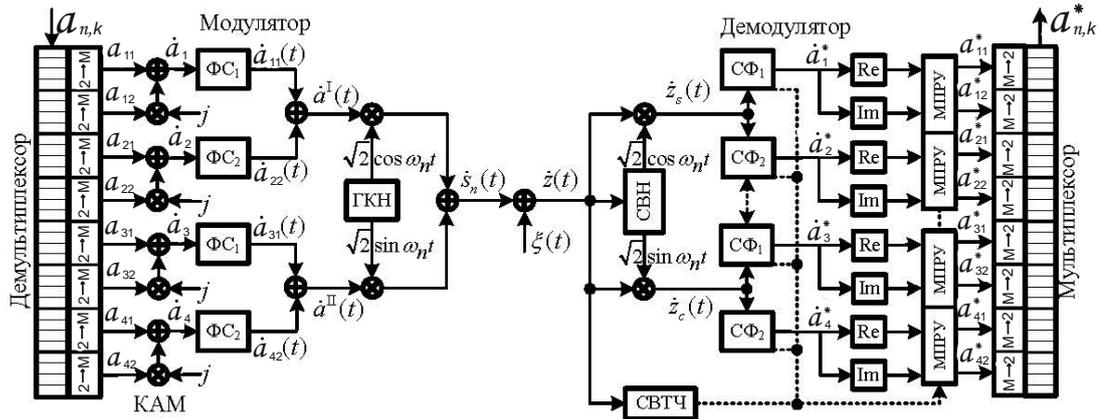


Рисунок 2.17 – Структурная схема одного из каналов ЦСП с МЧМ1.2-DMT и ОФС1

Здесь в **модуляторе** n -ого канала, дискретизированная двоичная последовательность $a_{n,k}$, $k = 0, 1, 2, \dots$ (далее примем $a_{n,k} = a_k$), приходит в демультимплексор, где она разбивается на 8 подблоков (вместо 4 в МЧМ1.1-DMT) по m бит в каждом. Эти блоки изменяются в символы МАМ с числом позиций $M=2^m$. Скалярные символы МАМ a_{il} , $i = 1, 2, 3, 4; l = 1, 2$, при фиксированном k преобразуются в комплексные символы КАМ (рис. 2.17) по правилу:

$$\dot{a}_1 = a_{11} + ja_{12}, \quad \dot{a}_2 = a_{21} + ja_{22}, \quad \dot{a}_3 = a_{31} + ja_{32}, \quad \dot{a}_4 = a_{41} + ja_{42}. \quad (2.25)$$

Здесь $j = e^{j\pi/2}$ - компонента, ортогональная компоненте $1 = e^{j0}$. Символы КАМ, следующие через интервалы $T_2 = 2T_1$ (2.24), перемножаются с взаимно ортогональными и равными энергиями ОФС1,1 $y_{1,1}(t)$ и ОФС1,2 $y_{1,2}(t)$. В результате формируются четыре комплексных ОФС1 следующего вида:

$$\dot{a}_{11}(t) = \dot{a}_1 y_{1,1}(t), \quad \dot{a}_{22}(t) = \dot{a}_2 y_{1,2}(t), \quad \dot{a}_{31}(t) = \dot{a}_3 y_{1,1}(t), \quad \dot{a}_{42}(t) = \dot{a}_4 y_{1,2}(t). \quad (2.26)$$

Учитывая ортогональность ОФС $y_{1,1}(t)$ и $y_{1,2}(t)$, переходим к двум комбинированным ОФС1 (КОФС) следующего вида: $\dot{a}^I(t) = \dot{a}_{11}(t) + \dot{a}_{22}(t)$, $\dot{a}^{II}(t) = \dot{a}_{31}(t) + \dot{a}_{42}(t)$. Полученные КОФС: $\dot{a}^I(t)$, $\dot{a}^{II}(t)$ - это низкочастотные сигналы. Для передачи их по КС требуется перенести их в область верхних частот. Что осуществляется путем умножения

КОФС на высокочастотные ортогональные гармонические колебания: $u_{n,c}(t) = \sqrt{2} \cos \omega_n t$ и $u_{n,s}(t) = \sqrt{2} \sin \omega_n t$. В результате на выходе модулятора n -ого канала формируется комплексный сигнал:

$$\dot{s}_n(t) = \dot{a}^I(t)\sqrt{2} \cos \omega_n t + \dot{a}^{II}(t)\sqrt{2} \sin \omega_n t. \quad (2.27)$$

В **демодуляторе** n -ого канала (рис. 2.17) введены обозначения: СВН – схема восстановления несущей, СФ₁ – согласованный фильтр с ИР $q_{SF,1}(t) = y_{1,1}(T_{s,2} - t)$, СФ₂ – с ИР $q_{SF,2}(t) = y_{1,2}(T_{s,2} - t)$, Re и Im – блоки определения действительной и мнимой частей сигнала КАМ. Полагаем, что в блоках СВН и СВТЧ реализуется оптимальная синхронизация на основе оценки параметров канала связи.

При отсутствии шума в КС, в **синфазном** и **квадратурном** каналах **демодулятора** вычисляются комплексные сигналы следующего вида:

$$\begin{aligned} \dot{z}_c(t) &= \dot{s}_n(t) \cdot \sqrt{2} \cos \omega_n t = [\dot{a}^I(t)\sqrt{2} \cos \omega_n t + \dot{a}^{II}(t)\sqrt{2} \sin \omega_n t]\sqrt{2} \cos \omega_n t = \\ &= \dot{a}^I(t) + \dot{a}^I(t) \cos 2\omega_n t + \dot{a}^{II}(t) \sin 2\omega_n t. \end{aligned} \quad (2.28a)$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_s(t) &= \dot{s}_n(t) \cdot \sqrt{2} \sin \omega_n t = [\dot{a}^I(t)\sqrt{2} \cos \omega_n t + \dot{a}^{II}(t)\sqrt{2} \sin \omega_n t]\sqrt{2} \sin \omega_n t = \\ &= \dot{a}^{II}(t) + \dot{a}^I(t) \sin 2\omega_n t - \dot{a}^{II}(t) \cos 2\omega_n t. \end{aligned} \quad (2.28b)$$

В фильтрах СФ₁ и СФ₂, согласованных с ОФС1 $y_{1,1}(t), t \in T_{s,2}, y_{1,2}(t), t \in T_{s,2}$, высокочастотные компоненты на частотах $2\omega_n$ подавляются. В результате отклики СФ₁ и СФ₂ синфазного и квадратурного каналов определяются как свертки входов $\dot{z}_c(t), \dot{z}_s(t)$ импульсными реакциями $q_{SF,1}(t) = y_{1,1}(T_{s,2} - t), q_{SF,2}(t) = y_{1,2}(T_{s,2} - t)$. В результате получаем $\dot{z}_{c,1}(t) = \dot{a}^I(t) * q_{SF,1}(t), \dot{z}_{c,2}(t) = \dot{a}^I(t) * q_{SF,2}(t), \dot{z}_{s,1}(t) = \dot{a}^{II}(t) * q_{SF,1}(t), \dot{z}_{s,2}(t) = \dot{a}^{II}(t) * q_{SF,2}(t)$.

После дискретизации этих откликов в моменты $t_k = kT_{s,2}$, вырабатываемых на выходе блока СВТЧ, с учетом ортогональности ОФС1 $y_{1,1}(t), t \in T_{s,2}, y_{1,2}(t), t \in T_{s,2}$, восстанавливаются комплексные сигналы КАМ: $\dot{z}_{c,1}(t_k) = \dot{a}_1, \dot{z}_{c,2}(t_k) = \dot{a}_2, \dot{z}_{s,1}(t_k) = \dot{a}_3, \dot{z}_{s,2}(t_k) = \dot{a}_4$.

Далее в блоках Re и Im из них выделяются действительные и мнимые части: $a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}, a_{31}, a_{32}, a_{41}, a_{42}$. По этим данным на выходах блоков МПРУ восстанавливаются символы МАМ, а на выходах блоков $M \rightarrow 2$ восстанавливаются двоичные символы, записываемые в мультиплексор. На выходе мультиплексора по сигналам с блока СВТЧ восстанавливается двоичная последовательность $a_{n,k}, k = 0, 1, 2, \dots$, передаваемых импульсов n -ого канала.

Для МЧМ1.2-DMT с учетом (2.27) (при $N=1$, $T_s=1.8$ мс., $K=360$) максимальная величина пик-фактора в среднем на одно сообщение уменьшается по сравнению с

$$\text{МЧМ1.1-DMT и равна } \pi_{E,2} = \frac{(\dot{s}_1 \cdot \dot{s}_1^*)_{\max}}{2 \sum_{k=1}^K [\dot{s}_1(t_k) \cdot \dot{s}_1^*(t_k)] / K} = \frac{2.7227^2}{2 \cdot 1.0372} = 3.5736 \text{ или } 5.5311 \text{ дБ.}$$

2.3.4. Третья усовершенствованная структура и принцип действия оптимального модема МЧМ1.3-DMT

Поиск новых структур [15] для повышения эффективности ЦСП с МЧМ-DMT и ОФС1 привел к исследованию не только формы ОФС1 $y_{1,1}(t)$ с энергией E и его производной $y_{1,2}(t) = v_1 dy_{1,1}(t) / dt$, но и второй производной от $y_{1,1}(t)$, обозначаемой как $y''(t) = d^2 y_{1,1}(t) / dt^2$. В этом случае третья компонента, ортогональная $y_{1,2}(t)$, равна $y_{1,3}(t) = v_2 y''(t)$, где $v_2 = \sqrt{E_{y_{1,1}} / E_{y''}}$ определяется из условия равенства энергий $E_{y_{1,1}} = E_{y_{1,2}} = E_{y_{1,3}} = E$. Пример ОФС1 с тремя попарно ортогональными сигналами и их спектрами приведен на рисунках 2.18а,б. На рис. 2.18а показаны ОФС1 и их спектры с $T=1.8$ мс. Недостаток этих ОФС в том, что ширина спектра ОФС1.3 превышает ширину спектра ФБ-8 на уровне 20 дБ. На рис. 2.18б этот недостаток устранен путем увеличения символьного интервала T до 2.2 мс.

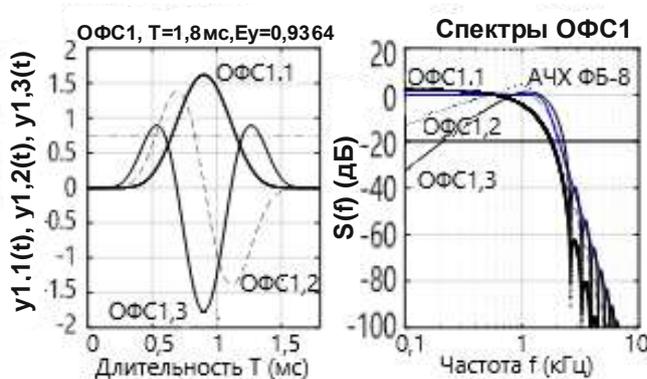


Рисунок 2.18а – Формы и спектры трех попарно ортогональных ОФС1 для ФБ-8 ($T=1.8$ мс)

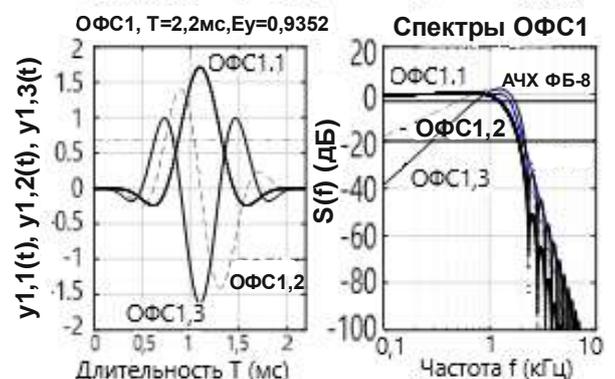


Рисунок 2.18б – Формы и спектры трех попарно ортогональных ОФС1 для ФБ-8 ($T=2.2$ мс)

Проблема повышения эффективности модемов МЧМ-DMT связана с отысканием дополнительных средств формирования ортогональных структур обработки сигналов [15]. Здесь эта задача решается путем перехода от скалярной к векторной (двумерной) обработке сигналов с использованием ортогональных матриц, составленных из поднесущих гармонических колебаний и организации в каждом из каналов трех ОФС1.

Далее рассматривается усовершенствованный МЧМ модем, в котором используются три попарно ортогональных ОФС1: $y_{1,1}(t) \perp y_{1,2}(t)$, $y_{1,2}(t) \perp y_{1,3}(t)$ с учетом их форм и спектров, изображенных на рис. 2.18б.

Третья усовершенствованная структура одного из каналов ЦСП с МЧМ1.3-DMT и ОФС1 представлена на рисунке 2.19. В её основе лежат работы [87, 90, 91].

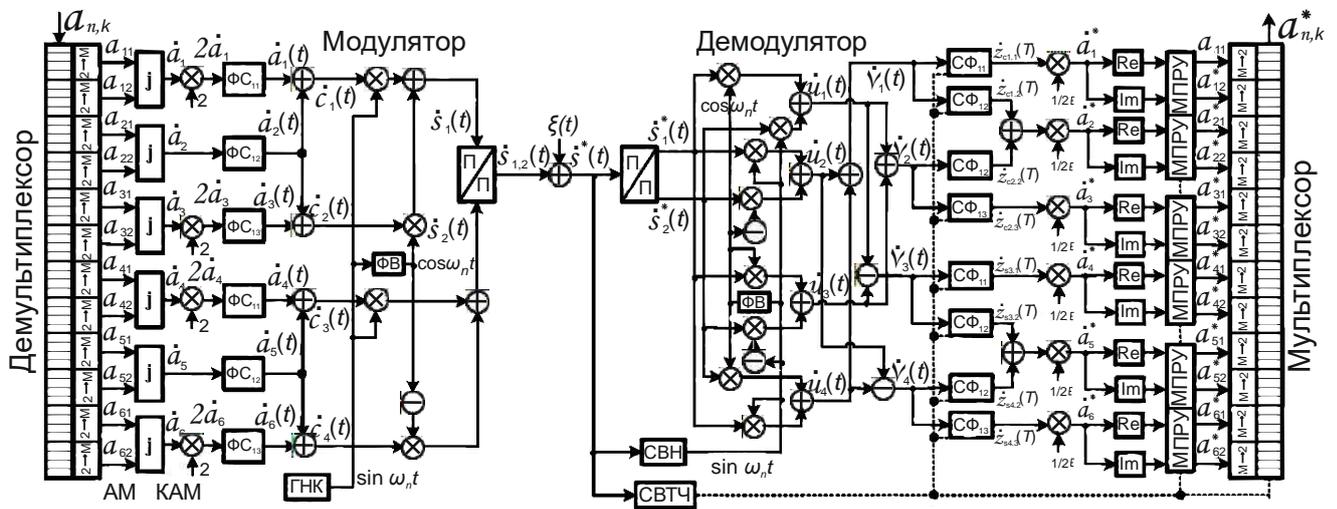


Рисунок 2.19 – Структурная схема одного из каналов ЦСП с МЧМ1.3-DMT

Здесь ФС1_i , $i=1,2,3$ – формирователи ОФС1 $y_{1,1}(t)$, $y_{1,2}(t)$, $y_{1,3}(t)$ с равными энергиями E (см. рис. 2.18б), ГНК – генератор поднесущей, ФВ – фазовращатель на $\pi/2$, j – блок формирования комплексных символов КАМ, П/П – параллельно-последовательный преобразователь на передаче и обратный на приёме, СФ1 $_i$, $i=1,2,3$ – согласованные фильтры для ОФС $_i$, $i=1,2,3$, Re и Im – оценщики действительной и мнимой частей комплексных сигналов КАМ.

В модуляторе [6] n -ого канала двоичные данные $a_{n,k}$, $k=0,1,2,\dots$ (далее индексы времени опускаются), поступают в демультимплексор, в котором они разбиваются на 12 блоков по $m=12M$ бит в каждом. В блоках $2 \rightarrow M$ двоичные символы преобразуются в символы ДАМ a_{il} , $i=1,6; l=1,2$ с $M=2^m$, которые затем преобразуются в символы КАМ

$$\dot{a}_1 = a_{11} + ja_{12}; \dot{a}_2 = a_{21} + ja_{22}; \dot{a}_3 = a_{31} + ja_{32}; \dot{a}_4 = a_{41} + ja_{42}; \dot{a}_5 = a_{51} + ja_{52}; \dot{a}_6 = a_{61} + ja_{62}. \quad (2.29)$$

В виду того, что в демодуляторе символы КАМ \dot{a}_2 и \dot{a}_5 удваиваются (см. рис. 2.19), то для повышения энергетической эффективности системы в модуляторе символы КАМ $\dot{a}_1, \dot{a}_3, \dot{a}_4, \dot{a}_6$, также удваиваются (см. рис. 2.19).

Символы КАМ воздействуют на блоки ФС1i, $i=1,2,3$, отклики которых (КОФС1) равны

$$\dot{a}_1(t) = 2\dot{a}_{1,y_{1,1}}(t); \quad \dot{a}_2(t) = \dot{a}_{2,y_{1,2}}(t); \quad \dot{a}_3(t) = 2\dot{a}_{3,y_{1,3}}(t); \quad \dot{a}_4(t) = 2\dot{a}_{4,y_{1,1}}(t); \quad \dot{a}_5(t) = \dot{a}_{5,y_{1,2}}(t); \quad \dot{a}_6(t) = 2\dot{a}_{6,y_{1,3}}(t). \quad (2.30)$$

КОФС1 формируются на символьном интервале, равном

$$T_s = T_3 = 6NT_b \cdot \text{ld } M_{\text{КАМ}}. \quad (2.31)$$

Учитывая попарную ортогональность ОФС1 $y_{1,1}(t), y_{1,2}(t), t \in T_s$ и $y_{1,2}(t), y_{1,3}(t), t \in T_s$, на выходах сумматоров формируются обобщенные КОФС1 вида

$$\begin{aligned} \dot{c}_1(t) &= \dot{a}_1(t) + \dot{a}_2(t); & \dot{c}_2(t) &= \dot{a}_2(t) + \dot{a}_3(t); \\ \dot{c}_3(t) &= \dot{a}_4(t) + \dot{a}_5(t); & \dot{c}_4(t) &= \dot{a}_5(t) + \dot{a}_6(t). \end{aligned} \quad (2.32)$$

Далее на конечных во времени интервалах, кратных символьному интервалу, на выходе модулятора формируются параллельно два модулированных КОФС сигнала (рис. 2.19):

$$\begin{aligned} \dot{s}_1(t) &= \dot{c}_1(t) \sin(\omega_n t) + \dot{c}_2(t) \cos(\omega_n t), & t \in T_s, \\ \dot{s}_2(t) &= \dot{c}_3(t) \sin(\omega_n t) - \dot{c}_4(t) \cos(\omega_n t), \end{aligned} \quad (2.33)$$

После параллельно-последовательного преобразования, в канал связи передается комбинированный сигнал

$$\dot{s}_{1,2}(t) = [\dot{s}_1(t), \dot{s}_2(t)], \quad t \in 2T_s. \quad (2.34)$$

В демодуляторе n -ого канала (рис. 2.19), в режиме отсутствия помех, восстанавливаются символы двоичного сообщения $a_{n,k}, k = 0, 1, 2, \dots$ Это происходит поэтапно.

На *первом этапе*, наблюдаемый на приеме сигнал (2.34), из последовательной формы преобразуется в блоке П/П в параллельную. В результате чего восстанавливаются два КОФС1 с КАМ вида (2.33). На *втором этапе*, в предположении, что в блоке СВН осуществляется идеальная синхронизация, на основе ортогональных матричных поднесущих формируются [15] комплексные вектор-функции вида:

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_1(t) \\ \dot{u}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_n t) & \sin(\omega_n t) \\ \sin(\omega_n t) & -\cos(\omega_n t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{s}_1(t) \\ \dot{s}_2(t) \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{u}_3(t) \\ \dot{u}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_n t) & -\sin(\omega_n t) \\ \sin(\omega_n t) & \cos(\omega_n t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{s}_1(t) \\ \dot{s}_2(t) \end{bmatrix}, \quad (2.35)$$

компоненты которых после несложных матричных вычислений приводятся к виду

$$\begin{aligned} \dot{u}_1(t) &= [\dot{s}_1(t) \cos(\omega_n t) + \dot{s}_2(t) \sin(\omega_n t)] = 0,5 \left\{ \begin{aligned} & [\dot{c}_2(t) + \dot{c}_3(t)] + \\ & [\dot{c}_1(t) - \dot{c}_4(t)] \sin(2\omega_n t) + [\dot{c}_2(t) - \dot{c}_3(t)] \cos(2\omega_n t) \end{aligned} \right\}; \\ \dot{u}_2(t) &= [\dot{s}_1(t) \sin(\omega_n t) - \dot{s}_2(t) \cos(\omega_n t)] = 0,5 \left\{ \begin{aligned} & [\dot{c}_1(t) + \dot{c}_4(t)] + \\ & [\dot{c}_2(t) - \dot{c}_3(t)] \sin(2\omega_n t) - [\dot{c}_1(t) - \dot{c}_4(t)] \cos(2\omega_n t) \end{aligned} \right\}; \end{aligned} \quad (2.36a)$$

$$\begin{aligned} \dot{u}_3(t) &= [\dot{s}_1(t) \cos(\omega_n t) - \dot{s}_2(t) \sin(\omega_n t)] = 0,5 \left\{ \begin{aligned} &[\dot{c}_2(t) - \dot{c}_3(t)] + \\ &[\dot{c}_1(t) + \dot{c}_4(t)] \sin(2\omega_n t) + [\dot{c}_2(t) + \dot{c}_3(t)] \cos(2\omega_n t) \end{aligned} \right\}; \\ \dot{u}_4(t) &= [\dot{s}_1(t) \sin(\omega_n t) + \dot{s}_2(t) \cos(\omega_n t)] = 0,5 \left\{ \begin{aligned} &[\dot{c}_1(t) - \dot{c}_4(t)] + \\ &[\dot{c}_2(t) + \dot{c}_3(t)] \sin(2\omega_n t) - [\dot{c}_1(t) + \dot{c}_4(t)] \cos(2\omega_n t) \end{aligned} \right\}. \end{aligned} \quad (2.36б)$$

На *третьем этапе* для восстановления передаваемых низкочастотных КОФС1 проведем суммирование и вычитание компонент в (2.36) по правилу:

$$\begin{aligned} v_1(t) &= \dot{u}_2(t) + \dot{u}_4(t) = \dot{c}_1(t) + 0(2\omega_n); & v_2(t) &= \dot{u}_1(t) + \dot{u}_3(t) = \dot{c}_2(t) + 0(2\omega_n); \\ v_3(t) &= \dot{u}_1(t) - \dot{u}_3(t) = \dot{c}_3(t) + 0(2\omega_n); & v_4(t) &= \dot{u}_2(t) - \dot{u}_4(t) = \dot{c}_4(t) + 0(2\omega_n). \end{aligned} \quad (2.37)$$

Как следует из (2.36) и (2.37) вычисленные компоненты содержат низкочастотные и высокочастотные (на частотах $2\omega_n$) составляющие, обозначенные как $0(2\omega_n)$. Заметим, что последние подавляются далее СФ в демодуляторе.

На *четвертом этапе*, полученные в (2.37) компоненты, низкочастотные составляющие которых согласно (2.32) представляют собой суммы попарно ортогональных ОФС1.1, ОФС1.2 и ОФС1.3 (2.30), обрабатываются согласованными фильтрами СФ1 $_i$, $i=1,2,3$, с импульсными реакциями: $q_{SF,1}(t) = y_{1,1}(T_s - t)$, $q_{SF,2}(t) = y_{1,2}(T_s - t)$, $q_{SF,3}(t) = y_{1,3}(T_s - t)$.

Согласно [1], отклик $z_{SF}(t)$ СФ на входное воздействие $v(t)$ представляет собой свертку входного сигнала с его импульсной реакцией $q_{SF}(t)$

$$z_{SF}(t) = \int_0^{T_s} q_{SF}(\tau) v(t - \tau) d\tau = q_{SF}(t) * v(t) = v(t) * q_{SF}(t) = E(t - T_s), \quad (2.38)$$

и определяется текущей энергией или корреляционной функцией входного сигнала.

С учетом (2.32) и (2.30) на основе (2.38) найдем отклики СФ1 $_i$, $i=1,2,3$ для синфазного канала

$$\begin{aligned} \dot{z}_{c1,1}(t) &= \dot{v}_1(t) * y_{1,1}(T_s - t) = \dot{c}_1(t) * y_{1,1}(T_s - t) = [\dot{a}_1(t) + \dot{a}_2(t)] * y_{1,1}(T_s - t) = \\ &= 2\dot{a}_1 y_{1,1}(t) * y_{1,1}(T_s - t) + \dot{a}_2 y_{1,2}(t) * y_{1,1}(T_s - t) = 2\dot{a}_1 E_{y_{1,1}}(t - T_s); \\ \dot{z}_{c1,2}(t) &= \dot{v}_1(t) * y_{1,2}(T_s - t) = \dot{c}_1(t) * y_{1,2}(T_s - t) = [\dot{a}_1(t) + \dot{a}_2(t)] * y_{1,2}(T_s - t) = \\ &= 2\dot{a}_1 y_{1,1}(t) * y_{1,2}(T_s - t) + \dot{a}_2 y_{1,2}(t) * y_{1,2}(T_s - t) = \dot{a}_2 E_{y_{1,2}}(t - T_s); \\ \dot{z}_{c2,2}(t) &= \dot{v}_2(t) * y_{1,2}(T_s - t) = \dot{c}_2(t) * y_{1,2}(T_s - t) = [\dot{a}_2(t) + \dot{a}_3(t)] * y_{1,2}(T_s - t) = \\ &= \dot{a}_2 y_{1,2}(t) * y_{1,2}(T_s - t) + 2\dot{a}_3 y_{1,3}(t) * y_{1,2}(T_s - t) = \dot{a}_2 E_{y_{1,2}}(t - T_s); \\ \dot{z}_{c2,3}(t) &= \dot{v}_2(t) * y_{1,3}(T_s - t) = \dot{c}_2(t) * y_{1,3}(T_s - t) = [\dot{a}_2(t) + \dot{a}_3(t)] * y_{1,3}(T_s - t) = \\ &= \dot{a}_2 y_{1,2}(t) * y_{1,3}(T_s - t) + 2\dot{a}_3 y_{1,3}(t) * y_{1,3}(T_s - t) = 2\dot{a}_3 E_{y_{1,3}}(t - T_s); \end{aligned} \quad (2.39a)$$

Здесь учтены свойства ортогональности сигналов:

$$y_{1,i}(t) * y_{1,i}(T_s - t) = E_i(t - T_s), \quad i = 1, 2, 3. \quad y_{1,i}(t) * y_{1,j}(T_s - t) = 0, \quad i \neq j.$$

Аналогичные соотношения получаем для откликов СФ1i, i=1,2,3 квадратурного канала

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_{s3,1}(t) &= \dot{v}_3(t) * y_{1,1}(T_s - t) = \dot{c}_3(t) * y_{1,1}(T_s - t) = [\dot{a}_4(t) + \dot{a}_5(t)] * y_{1,1}(T_s - t) = \\
 &= 2\dot{a}_4 y_{1,1}(t) * y_{1,1}(T_s - t) + \dot{a}_5 y_{1,2}(t) * y_{1,1}(T_s - t) = 2\dot{a}_4 E_{y_{1,1}}(t - T_s); \\
 \dot{z}_{s3,2}(t) &= \dot{v}_3(t) * y_{1,2}(T_s - t) = \dot{c}_3(t) * y_{1,2}(T_s - t) = [\dot{a}_4(t) + \dot{a}_5(t)] * y_{1,2}(T_s - t) = \\
 &= 2\dot{a}_4 y_{1,1}(t) * y_{1,2}(T_s - t) + \dot{a}_5 y_{1,2}(t) * y_{1,2}(T_s - t) = \dot{a}_5 E_{y_{1,2}}(t - T_s); \\
 \dot{z}_{s4,2}(t) &= \dot{v}_4(t) * y_{1,2}(T_s - t) = \dot{c}_4(t) * y_{1,2}(T_s - t) = [\dot{a}_5(t) + \dot{a}_6(t)] * y_{1,2}(T_s - t) = \\
 &= \dot{a}_5 y_{1,2}(t) * y_{1,2}(T_s - t) + 2\dot{a}_6 y_{1,3}(t) * y_{1,2}(T_s - t) = \dot{a}_5 E_{y_{1,2}}(t - T_s); \\
 \dot{z}_{s4,3}(t) &= \dot{v}_4(t) * y_{1,3}(T_s - t) = \dot{c}_4(t) * y_{1,3}(T_s - t) = [\dot{a}_5(t) + \dot{a}_6(t)] * y_{1,3}(T_s - t) = \\
 &= \dot{a}_5 y_{1,2}(t) * y_{1,3}(T_s - t) + 2\dot{a}_6 y_{1,3}(t) * y_{1,3}(T_s - t) = 2\dot{a}_6 E_{y_{1,3}}(t - T_s).
 \end{aligned} \tag{2.39б}$$

На пятом этапе в моменты времени, кратные символному интервалу T_s , с учетом равенства энергий ОФС1i, i=1,2,3 формируются отсчеты, следующего вида

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_{c1,1}(T_s) &= 2\dot{a}_1 E; & \dot{z}_{c1,2}(T_s) + \dot{z}_{c2,2}(T_s) &= 2\dot{a}_2 E; & \dot{z}_{c2,3}(T_s) &= 2\dot{a}_3 E; \\
 \dot{z}_{s3,1}(T_s) &= 2\dot{a}_4 E; & \dot{z}_{s3,2}(T_s) + \dot{z}_{s4,2}(T_s) &= 2\dot{a}_5 E; & \dot{z}_{s4,3}(T_s) &= 2\dot{a}_6 E.
 \end{aligned} \tag{2.40}$$

Откуда следует восстановление символов КАМ на выходах СФ демодулятора

$$\begin{aligned}
 \dot{a}_1 &= \dot{z}_{c1,1}(T_s) / 2E; & \dot{a}_2 &= [\dot{z}_{c1,2}(T_s) + \dot{z}_{c2,2}(T_s)] / 2E; & \dot{a}_3 &= \dot{z}_{c2,3}(T_s) / 2E; \\
 \dot{a}_4 &= \dot{z}_{s3,1}(T_s) / 2E; & \dot{a}_5 &= [\dot{z}_{s3,2}(T_s) + \dot{z}_{s4,2}(T_s)] / 2E; & \dot{a}_6 &= \dot{z}_{s4,3}(T_s) / 2E.
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

Заметим, что все символы восстанавливаются с увеличением в 2 раза, что приводит к повышению помехоустойчивости демодулятора.

Далее в блоках Re , Im выделяются их действительные и мнимые части, а на выходах МПРУ восстанавливаются скалярные символы МАМ $a_{il}, i = \overline{1,6}; l = 1, 2$, которые затем в блоках $M \rightarrow 2$ преобразуются в двоичные символы и после их мультиплексирования восстанавливается передаваемое сообщение $a_{n,k}, k = 0, 1, 2, \dots$

Для МЧМ1.3-DMT (при $N = 1$, $T_s = 2.2$ мс, $K = 360$) величина пик-фактора в среднем на одно сообщение уменьшается по сравнению с МЧМ2-DMT и равна

$$\pi_{E,3} = \frac{(\dot{s}_{1,2} \cdot \dot{s}_{1,2}^*)_{\max}}{3 \sum_{k=1}^K [\dot{s}_{1,2}(t_k) \cdot \dot{s}_{1,2}^*(t_k)] / K} = \frac{2.7227^2}{2 \cdot 1.0372} = 2.3824 \text{ или } 3.7701 \text{ дБ.}$$

Применительно к использованию ОФС1 в многоканальной ЦСП с МЧМ1.3-DMT технологии xDSL рассмотрим также спектральные представления канальных сигналов и оценим уровень межканальных искажений (МКИ).

На рисунке 2.20 показаны спектры соседних каналов, разнесенных на поднесущие частоты $F_{dsl} = 4.3125$ кГц [15, 22, 46].

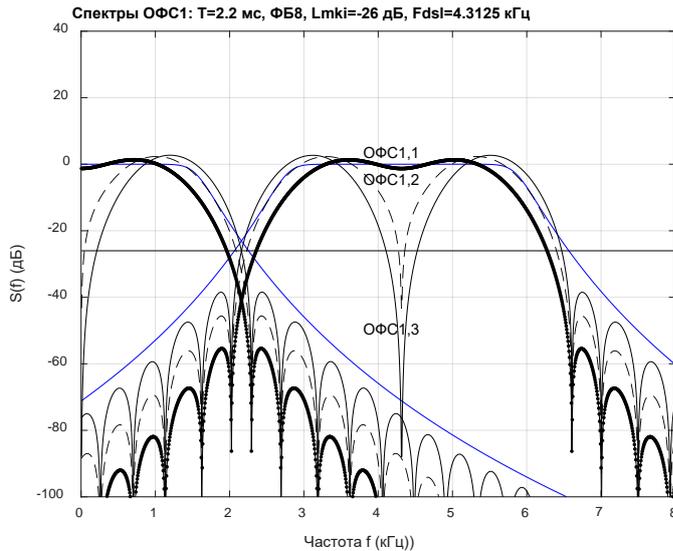


Рисунок 2.20 – Спектры канальных ОФС1, *i* с известным уровнем МКИ

Полученные выше результаты соответствуют работе модемов в идеальных условиях: при идеальной синхронизации и идеальном канале связи, т.е. при отсутствии шума в КС. В реальных условиях, даже при идеальной синхронизации, передаваемые данные искажаются вследствие наблюдения на приеме полезного узкополосного ОФС1 в смеси с шумом. Поэтому перейдем к исследованию влияния искажений ОФС1 на эффективность различных модемов.

2.4. Сравнение спектрально-энергетической эффективности многочастотных модемов с узкополосными и широкополосными сигналами

Как указывалось в разделе 1, к двум показателям эффективности ЦСП относят [34, 47, 96]: показатель спектральной эффективности $\eta_F = V_b / \Delta F_{ks}$, как относительная скорость передачи цифровых данных по КС; показатель энергетической эффективности, как такое отношение сигнал шум (ОСШ) $\eta_E = E_b / G_0$ по энергии, при котором обеспечивается заданная или допустимая средняя вероятность битовой ошибки [15]. Здесь $V_b = 1/T_b$ - скорость передачи двоичных данных, ΔF_{ks} - полоса частот канала связи [84], E_b - энергия, приходящая на один бит данных, G_0 - СПМ АБГШ в канале связи.

Как следует из этого рисунка, при использовании канальных ФБ восьмого порядка (синие графики), скорость спада амплитудного спектра третьего сигнала [15] соответствует скорости спада АЧХ ФБ8. При этом реальный уровень МКИ соседних каналов с ОФС1 составляет – 26 дБ, что является недостаточной величиной при использовании ОФС1 в технологиях 5G.

Проведем сравнительный анализ разработанных модемов МЧМ1-DMT с узкополосными ОФС1, $i, i=1,2,3$ и модемов МЧМ-OFDM с широкополосными сигналами.

2.4.1. Эффективность многочастотных модемов МЧМ-DMT с узкополосными оптимальными финитными сигналами первого вида

Спектральная эффективность МЧМ-DMT. Выберем в каждом индивидуальном канале многочастотного модема [6] в качестве НЧЭ ФБ с характеристиками, определенными в разделе 2.1. Важнейшей энергетической характеристикой такого фильтра, как указывается в работах [81, 82], является коэффициент передачи по энергии (КПЕ) [85], который с учетом соотношений (2.16) ÷ (2.18) определяется так

$$k_{E,1}(p, T_s) = \frac{E_y}{E_x} = \frac{\int_0^{\infty} \Phi_1^2(p, \omega, T_s) d\omega / [1 + (\omega / \omega_\gamma)^{2p}]^2}{\int_0^{\infty} \Phi_1^2(p, \omega, T_s) d\omega / [1 + (\omega / \omega_\gamma)^{2p}]} = \frac{\int_0^{\infty} \frac{\left\{ 1 - 2 \sum_{m=0}^{p-1} \lambda_m \omega_\gamma^m \cos[0.5(\omega T_s - m\pi)] \right\}^2}{[1 + (\omega / \omega_\gamma)^{2p}]^2} d\omega}{\int_0^{\infty} \frac{\left\{ 1 - 2 \sum_{m=0}^{p-1} \lambda_m \omega_\gamma^m \cos[0.5(\omega T_s - m\pi)] \right\}^2}{[1 + (\omega / \omega_\gamma)^{2p}]} d\omega}. \quad (2.42)$$

При фиксированном порядке p ФБ величина $k_{E,1}(p, T_s)$ определяется длительностью символьного интервала или символьной скоростью. С учетом множителей Лагранжа (рис. 2.6), вычисляемых по (2.14-2.15), в соответствие с (2.42) проведен численный расчет КПЕ для НЧЭ ФБ с $p=8$ и граничной частотой 1.55 кГц. Результаты расчетов КПЕ сведены в таблицу 2.1.

Таблица 2.1 – Расчетная зависимость КПЕ от скорости передачи символов ($p=8$)

КПЕ	0.9375	0.9375	0.9375	0.9375	0.9375	0.9374	0.8	0.5
V_s кбит/с	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,65	0,7
КПЕ	0.3	0.12	0.025	0,01	0,001	0,0002	0,0001	0.00001
V_s кбит/с	0,75	0,8	0,9	1,0	1,3	1,4	1,5	1,6

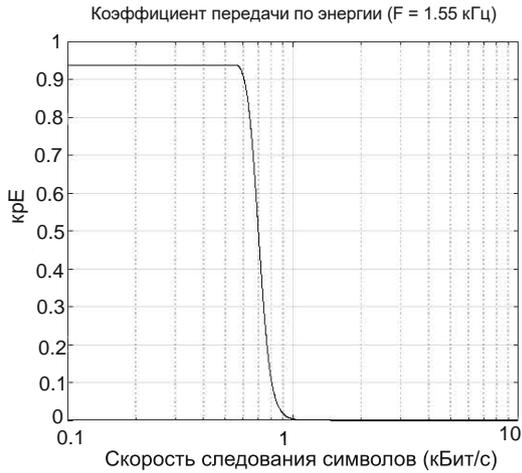


Рисунок 2.21 – Зависимость КПЕ от Скорости следования символов для ФБ8

График КПЕ показан на рис. 2.21. КПЕ постоянен и равен

$$k_{\max} = 1 - 1/2\rho = 15/16 = 0.9375$$

при низких скоростях и резко падает после достижения некоторой критической величины, обозначаемой как V_m . Так как при $V_s \geq V_m$ КПЕ быстро уменьшается, что приводит к уменьшению помехоустойчивости МЧМ, то спектральную эффективность рассматриваемых модемов следует проводить для скоростей передачи $V_s < V_m$.

В этой связи встает задача оценки граничной величины V_m и ее зависимости от граничной частоты F_γ ФБ. Были проведены расчеты данной зависимости, которые показывают, что для модемов МЧМ1.1-DMT и МЧМ1.2-DMT зависимость между V_m и F_γ линейная [5, 81] и определяется так

$$\hat{V}_m = c_{\gamma,1} F_\gamma, \quad (2.43a)$$

где $c_{\gamma,1} = 0,387$ - константа, определенная по методу наименьших квадратов с минимальной СКП аппроксимации $\overline{\varepsilon^2}_{\min} = 4.4947 \cdot 10^{-5}$ [5].

Для модема МЧМ1.3-DMT, в связи с тем, что ширина спектра ОФС1.3 превышает частоту ФБ8 $F_{L=20}$ (по уровню 20 дБ) (рис. 2.18а), коэффициент пропорциональности в (2.43) следует уменьшить. Это достигается увеличением длительности T ОФС1 с 1.8 мс. до 2.2 мс. (рис. 2.18а,б). Отсюда для модема МЧМ3-DMT имеем

$$V_m = c_{\gamma,3} F_\gamma, \quad c_{\gamma,3} = 0,2933. \quad (2.43b)$$

Спектральная эффективность модема [85], выражается удельной скоростью передачи η_F (бит/(с·Гц)). При получении этой величины используем соотношения (2.19), (2.23)- (2.25) для модемов МЧМ1. i -DMT с ОФС1, i , где $i=0,1,2,3$.

Выразим зависимость между V_m и длительностью символа T_s в (2.19) для простейшего варианта модема с МЧМ0 (рис. 2.11) в виде

$$V_m = V_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{N_{DMT} T_b \text{ld } M_{КАМ}} = \frac{V_b}{N_{DMT} \text{ld } M_{КАМ}}, \quad (2.44)$$

где $N_{DMT} = \Delta F_{КС} / 2F_p$ - число узкополосных каналов с полосой частот в каждом канале $2F_p$ и заданным уровнем внеканальных искажений (рис. 2.1).

Теперь полагая в (2.44) $V_m = \hat{V}_m$ с учетом (2.43) и (2.2), находим величину для спектральной эффективности $\eta_{F,0}$ узкополосного модема МЧМО

$$\eta_{F,0} = \frac{V_b}{\Delta F_{ks}} = \frac{N_{DMT} \text{ld}M_{KAM} \cdot c_\gamma F_\gamma}{N_{DMT} \cdot 2F_p} = \frac{\text{ld}M_{KAM} \cdot c_\gamma F_\gamma}{2F_\gamma \delta_{p,\gamma}} = \frac{\text{ld}M_{KAM} \cdot c_\gamma}{2\delta_{p,\gamma}} = 2^0 \frac{c_\gamma}{\delta_{p,\gamma}} \text{ld}M. \quad (2.45)$$

Для усовершенствованных модемов, а именно МЧМ1.*i*-DMT с ОФС1,*i* и $i = 1, 2, 3$, с учетом (2.23), (2.24) и (2.31) и (2.43), спектральные эффективности равны

$$\eta_{F,1} = 2^1 \frac{c_{\gamma,1}}{\delta_{p,\gamma}} \text{ld}M, \quad \eta_{F,2} = 2^2 \frac{c_{\gamma,1}}{\delta_{p,\gamma}} \text{ld}M, \quad \eta_{F,3} = 6 \frac{c_{\gamma,3}}{\delta_{p,\gamma}} \text{ld}M = 0.75 \cdot 2^3 \frac{c_{\gamma,3}}{\delta_{p,\gamma}} \text{ld}M. \quad (2.46)$$

Расчеты по (2.46) спектральной эффективности модемов МЧМ1.*i*-DMT с ОФС1,*i*, $i=0,1,2,3$, сведены в Таблицу 2.2 при $p=8$, $L_p = -20$ дБ, $c_{\gamma,1} = 0,387$, $c_{\gamma,3} = 0,2933$, $\delta_{p,\gamma} = 1,3327$.

Таблица 2.2 – Данные спектральной эффективности модемов МЧМ-DMT

$M = 2^m$	2	4	8	16	32	64	128
$\eta_{F,0}$ (бит/с·Гц)	0.2904	0.5808	0.8712	1.1616	1.4520	1.7423	2.0327
$\eta_{F,1}$ (бит/с·Гц)	0.5808	1.1616	1.7423	2.3231	2.9039	3.4846	4.0655
$\eta_{F,2}$ (бит/с·Гц)	1.1616	2.3232	3.4846	4.6463	5.8078	6.9692	8.1310
$\eta_{F,3}$ (бит/с·Гц)	1.3205	2.6410	3.9615	5.8280	6.6025	7.9230	9.2435

2.4.1.1. Расчет помехоустойчивости и энергетической эффективности МЧМ-DMT

Расчет дан применительно к одному из каналов модема, показанного на рисунке 2.11, так как в остальных случаях при анализе помехоустойчивости когерентных демодуляторов на согласованных фильтрах эти результаты сохраняются. Воспользуемся результатами работы [82]. Полагая, что КС не вносит частотных искажений, на вход демодулятора воздействует смесь $z^*(t) = s(t) + \xi(t)$ полезного сигнала и АБГШ с нулевым средним и СПМ G_0 .

На выходе умножителей с квадратурными опорными колебаниями сигналы

$$y_c^*(t) = \sum_k a_{c,k}^i y(t - kT_s) + s_c(2\omega_0, t) + \xi_c(t), \quad y_s^*(t) = \sum_k a_{s,k}^j y(t - kT_s) + s_s(2\omega_0, t) + \xi_s(t), \quad (2.47)$$

где $\xi_c(t)$ и $\xi_s(t)$ - стационарные АБГШ, $s_c(2\omega_0, t)$ и $s_s(2\omega_0, t)$ - квадратурные компоненты на удвоенных центральных частотах, которые на выходах последующих низкочастотных фильтрах подавляются [84].

Поскольку ОФС1 $y_1(t), 0 \leq t \leq T_s$, финитен во времени, наблюдается на фоне АБГШ, то прием его в демодуляторе осуществляется поэлементно на оптимальный линейный СФ с импульсной реакцией вида: $h_{SF}(t) = y_1(T_s - t)$ [84]. При этом отклики СФ $r_c(t_k = kT_s) = a_{c,k}^i E_y$ и $r_s(t_k = kT_s) = a_{s,k}^i E_y$ (E_y - энергия ОФС1) в моменты t_k , вычисляемые в блоке СВТЧ, поступают на МПРУ для получения оценок $\hat{A}_c = \{\hat{a}_c^i\}$ и $\hat{A}_s = \{\hat{a}_s^i\}$ квадратурных величин сигнала КАМ.

Описанная выше обработка наблюдаемого на приеме сигнала $s^*(t)$ в двух квадратурных каналах демодулятора с КАМ одинакова для всех каналов МЧМ. При КАМ в МПРУ должны выноситься совместные решения о передаваемых символах a_c^i и a_s^j на множестве $\{r_{c,i}, r_{s,j}\}, i, j = \overline{0, M-1}$ [84]. Предполагая, что все сигнальные точки равновероятны, для модемов МЧМ1.i-DMT, $i = 0, 1, 2$, среднее ОСШ при приеме сигналов КАМ на СФ определяется так [82]

$$h_{SF,КАМ} = \sqrt{\frac{2E_y}{G_0}} = \sqrt{\frac{E_b}{G_0} \frac{3 \cdot \text{ld} M_{КАМ}}{M_{КАМ} - 1} k_E(V_s)}. \quad (2.48a)$$

Для модема МЧМ1.3-DMT это ОСШ равно

$$h_{3,SF,КАМ} = \sqrt{2} h_{SF,КАМ}. \quad (2.48b)$$

В (2.48) E_y - энергия ОФС1 $y(t)$, E_b - энергия, для одного бит [85] передаваемых данных, $k_E(V_s)$ - КПЕ.

Средняя вероятность ошибки на символ при приеме ОФС1 с КАМ для модемов МЧМ1.i-DMT, $i = 0, 1, 2$, определяется следующим соотношением [82, 84]:

$$p_{s,КАМ} = 1 - \left[1 - \frac{\sqrt{M_{КАМ}} - 1}{\sqrt{M_{КАМ}}} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{G_0} \frac{3 \cdot \text{ld} M_{КАМ}}{2(M_{КАМ} - 1)} k_E(V_s)} \right) \right]^2. \quad (2.49a)$$

Для модема МЧМ1.3-DMT эта вероятность, с учетом (2.41) и (2.48b) равна [85]

$$p_{s,КАМ,3} = 1 - \left[1 - \frac{\sqrt{M_{КАМ}} - 1}{\sqrt{M_{КАМ}}} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{G_0} \frac{3 \cdot \text{ld} M_{КАМ}}{(M_{КАМ} - 1)} k_E(V_s)} \right) \right]^2. \quad (2.49b)$$

Средняя вероятность ошибки, приходящаяся на один информационный бит [10], соответственно равна: $p_{b,КАМ} = p_{s,КАМ} / \text{ld} M_{КАМ}$. Соотношения (2.48) ÷ (2.49) определяют

потенциальную помехоустойчивость оптимального приема в каждом из каналов МЧМ1.*i*-DMT с ОФС1, где $i=0,1,2$. Зависимости $\lg(p_{b,KAM})$ от ОСШ и скорости $V = 1/T$ для M_{KAM} , равных 4x4, 8x8, 16x16, при КПЕ из таблицы 2.1 показаны на рисунке 2.22.

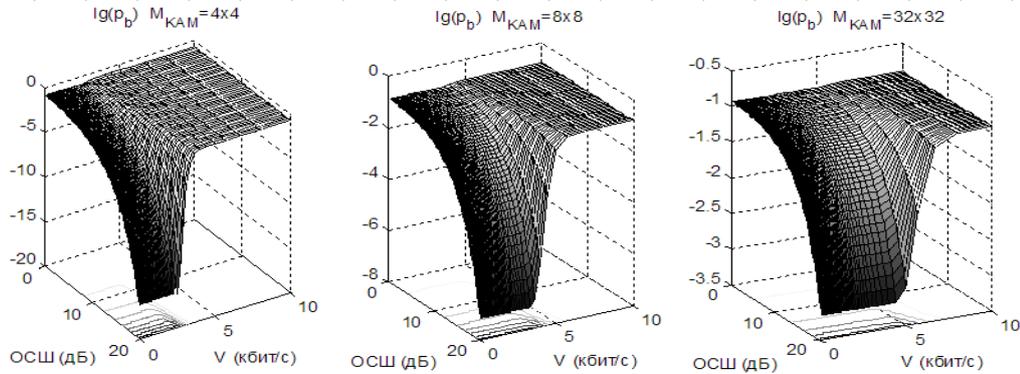


Рисунок 2.22 – Зависимости помехоустойчивости модемов МЧМ1.*i*-DMT с ОФС1, $i=0,1,2$ с КАМ

Следует отметить, что в соответствии с данными таблицы 2.1, при $V_s < V_m = 0.6$ кГц, величина КПЕ константа и её величина $k_E = 15/16 = 0.9375$, а если $V_s > V_m$ она быстро спадает до нуля (рис. 2.21). В этом случае, согласно (2.49а), помехоустойчивость передачи данных в индивидуальном канале МЧМ1.*i*-DMT, $i=0,1,2$ вычисляется средней вероятностью ошибки на бит [85]

$$p_{b,KAM,n} = \frac{1}{\lg M_{KAM}} \left\{ 1 - \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{KAM}}} \right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{G_0} \frac{45 \lg M_{KAM}}{32(M_{KAM} - 1)}} \right) \right]^2 \right\}, n = \overline{1, N}, \quad (2.50)$$

где $\operatorname{erfc}(x)$ - функция ошибки подобно: $y = \operatorname{erfc}(x) = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty e^{-t^2} dt$, $V_s < V_m = 0.6$ кГц.

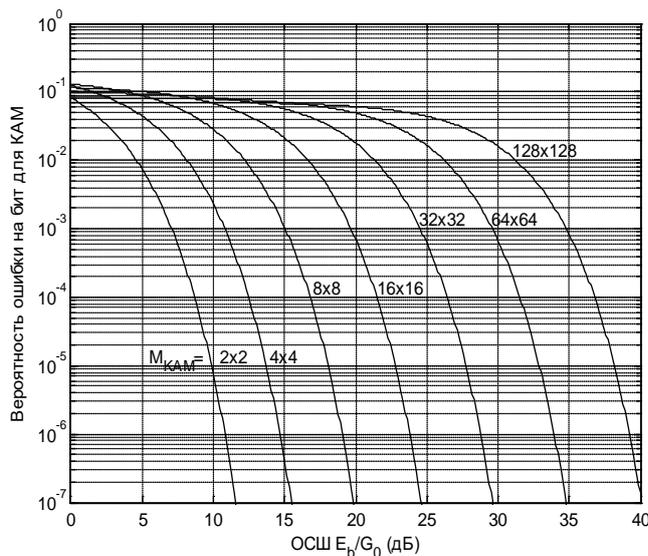


Рисунок 2.23 – Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ для МЧМ1-DMT ОФС1

Зависимости средней вероятности ошибки (2.50) показаны на рисунке 2.23.

Часто энергетическая эффективность практических модемов оценивается при фиксированной допустимой вероятности ошибочного приема, равной $p_{dop} = 10^{-4}$ [10, 62]. Поэтому, принимая в (2.50) $M_{KAM} = M^2$, $p_{b,KAM} = p_{dop}$, для ОСШ E_b/G_0 как функции от p_{dop} и M , в модемах МЧМ1.*i*-DMT, $i=0,1,2$, получаем следующее соотношение

$$\frac{E_b}{G_0} = \left[\operatorname{erfcinv} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - 2p_{\text{dop}} \lg M}}{1 - 1/M} \right) \right]^2 \frac{16(M^2 - 1)}{45 \lg M} = \phi(p_{\text{dop}}, M), \quad (2.51a)$$

где $x = \operatorname{erfcinv}(y) = y^{-1}$ - это функция, обратная функции ошибки [85].

Для модема МЧМ1.3-DMT это соотношение равно

$$\frac{E_b}{G_0} \Big|_{\text{DMT},3} = \left[\operatorname{erfcinv} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - 2p_{\text{dop}} \lg M}}{1 - 1/M} \right) \right]^2 \left(\frac{8(M^2 - 1)}{45 \cdot \lg M} \right). \quad (2.516)$$

Таблица 2.3 – Значения энергетической эффективности модемов с МЧМ1.*i*-DMT

M	2	4	8	16	32	64	128	Модемы
$\eta_{E,i}$ (dB)	8.678	12.48	16.80	21.48	26.42	31.54	36.79	МЧМ1. <i>i</i> -DMT $i=0,1,2$
$\eta_{E,3}$ (dB)	5.668	9.475	13.79	18.472	23.41	28.529	33.779	МЧМ1.3-DMT

2.4.2. Эффективность многочастотного модема с широкополосными сигналами на основе МЧМ-OFDM

Огибающая OFDM сигнала, с учетом оконной обработки во временной области, показана на рисунке 2.24 (верхний левый график).

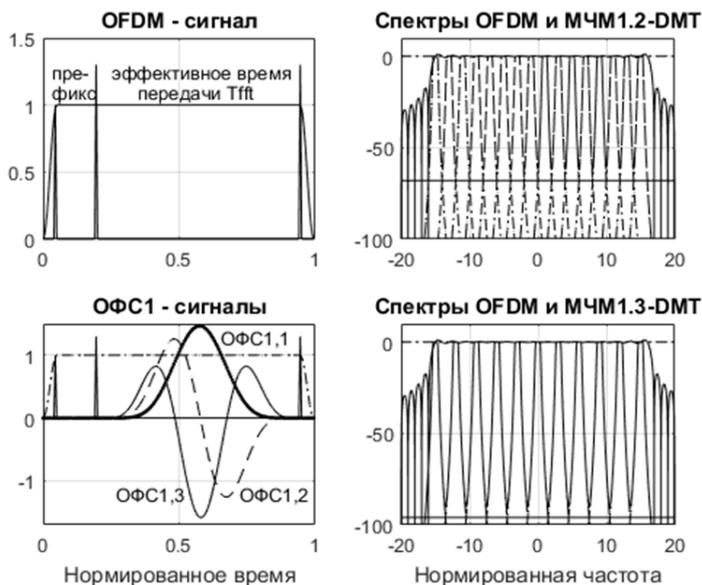


Рисунок 2.24 – Формы сигналов и спектров OFDM и МЧМ-DMT

OFDM сигнал состоит из двух частей: 1) защитного интервала (циклический префикс) длительностью $\tau_{\text{ЦП}}$, для исключения МСИ; 2) интервала БПФ T_{FFT} , называемого эффективной частью OFDM символа.

Отсюда символьный интервал равен $T_s = T_{\text{FFT}} + \tau_{\text{ЦП}}$ [20]. Нормированный спектр OFDM символа с $N_{\text{OFDM}}=32$ широкополосными поднесущими изображен на правом графике (рис. 2.24 внешняя зависимость).

Для сравнения на этом же рисунке изображены ОФС1, i , $i=1,2,3$ (нижний левый график); на правых графиках показаны распределения АЧХ в частотной области канальных фильтров Баттерворта модемов: МЧМ1.2-DMT с $N_{DMT} = N_{OFDM} / 2 = 16$ и МЧМ1.3-DMT с $N_{DMT} = N_{OFDM} / 3 = 11$.

Для оценки энергетической эффективности ЦСП с МЧМ-OFDM примем, что в каждом канале двоичные данные изменяются в M -ичные с КАМ величиной размерности $M \times M$. Сигналы КАМ находящиеся в модуляторе с целью нивелирования МСИ проходят через фильтр Найквиста с характеристикой [96]: $(\omega T / 2) \sqrt{RC} / \sin(\omega T / 2)$ (рис. 1.8), где \sqrt{RC} - это обозначение фильтра, типа «корня квадратного из приподнятого косинуса»: $\cos^2 \left\{ \frac{T}{4\alpha} \left[\omega - \frac{\pi(1-\alpha)}{T} \right] \right\}$, α - коэффициент скругления. В приемном устройстве фильтр \sqrt{RC} нужен в качестве согласованного фильтра Найквиста [96], отклик которого передается на решающее устройство приемника. При КАМ и нахождении в канале АБГШ в МПРУ демодулятора должны выноситься единые решения о передаваемых значениях как синфазного, a_c^i так и квадратурного a_s^j символов КАМ.

Принимая, равновероятными сигнальные точки КАМ, с учетом работы [82], получаем следующее соотношение расчёта средней вероятности ошибки на бит данных для каждого канала МЧМ-OFDM

$$P_{b,КАМ,n} = \frac{1}{2 \lg M} \left\{ 1 - \left[1 - \left(1 - \frac{1}{M} \right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{G_0} \frac{3 \lg M}{M^2 - 1}} \right) \right]^2 \right\}, n = \overline{1, N}. \quad (2.52)$$

Из этого находим нужное ОСШ

$$\frac{E_b}{G_0} = \left[\operatorname{erfcinv} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - 2 p_{доп} \lg M}}{1 - 1/M} \right) \right]^2 \frac{(M^2 - 1)}{3 \lg M} = \phi(p_{доп}, M). \quad (2.53)$$

Данные соотношения считают потенциальную помехоустойчивость МЧМ-OFDM с КАМ без МСИ. Расчеты энергетической эффективности модема с OFDM сведены в таблицу 2.4.

Таблица 2.4 – Значения энергетической эффективности модема МЧМ-OFDM при $p_{доп} = 10^{-4}$

M	2	4	8	16	32	64	128
E_b / G_0 (дБ)	8.398	12.205	16.52	21.201	26.14	31.258	36.509

Для получения спектральной эффективности модема с МЧМ-OFDM воспользуемся зависимостями для нахождения $T_s = T_{FFT}(1 + \tau_{ЦП} / T_{FFT})$, здесь $T_{FFT} = N_{FFT} T_b \cdot \lg M_{КАМ}$, а $\Delta F_{KS} = N_{FFT}(\alpha + 1) / T_{FFT}$ [96]. И получаем

$$\eta_{F,OFDM} = \frac{V_b}{\Delta F_{ks}} = \frac{N_{FFT} \cdot \lg M_{КАМ}}{T_s N_{FFT} (\alpha + 1) / T_{FFT}} = \frac{\lg M_{КАМ}}{(\tau_{ЦП} T_{FFT}^{-1} + 1)(\alpha + 1)}. \quad (2.54)$$

Расчет спектральной эффективности модема МЧМ-OFDM представлен в таблице 2.5. Результаты рассчитаны в предположении, что $\alpha = 0.6$. Это вызвано тем [96], что при $\alpha \leq 0.3$ наблюдается значительное дрожание переходов последовательности данных, составляющее 36% от T_{FFT} , а при $\alpha > 0.5$ этот эффект резко снижается. Отношение $\tau_{ЦП} / T_{FFT}$ равно 0.25 [20].

Таблица 2.5 – Данные спектральной эффективности МЧМ-OFDM

$M = 2^m$	2	4	8	16	32	64	128
$\eta_{F,OFDM}$ (бит/с·Гц)	1	2	3	4	5	6	7

2.4.3. Сравнительный анализ эффективности многочастотных модемов

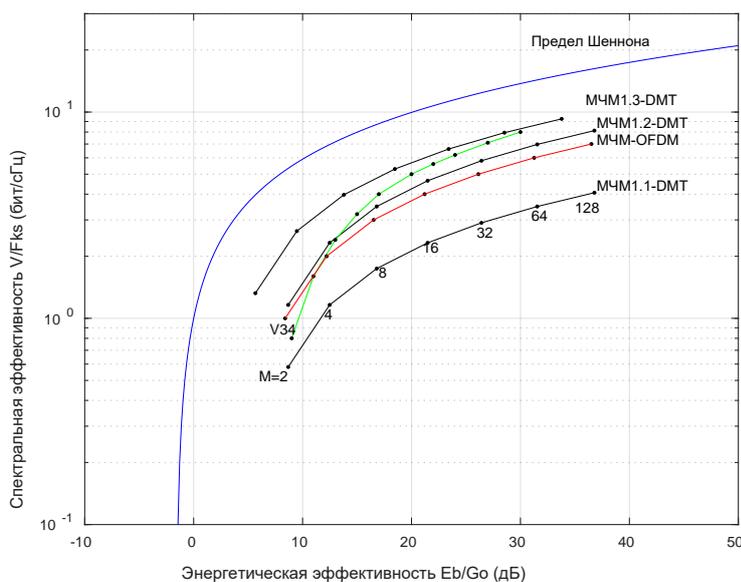


Рисунок 2.25 – Спектрально-энергетическая эффективность модемов при $p_{dop} = 10^{-4}$

Результаты расчетов спектрально-энергетической эффективности, представленные в таблицах 2.2 ÷ 2.5 для многочастотных модемов с узкополосными (DMT) и широкополосными (OFDM) поднесущими, иллюстрируются на рисунке 2.25 при $p_{dop} = 10^{-4}$.

На этом рисунке приведены также данные спектральной эффективности для сертифицированного модема стандарта V.34 [62].

Анализ полученных результатов показывает [15], что при изменении значности M цифровых данных от 2 до 128 энергетическая эффективность модема МЧМ-OFDM изменяется от 8.3982 до 36.509 дБ, а его спектральная эффективность, соответственно, от 1 до 7 (бит/с·Гц).

Для многочастотных модемов, альтернативных модему МЧМ-OFDM, таких как МЧМ-GFDM, МЧМ-FBMC, МЧМ-UFMC, МЧМ-FTN, в работах [6, 19, 23, 36, 76, 130, 132] показано, что их энергетическая эффективность меньше, чем у МЧМ-OFDM, а спектральная эффективность, по сравнению с МЧМ-OFDM, изменяется незначительно (см. раздел 1.5); так при $M=2$ её увеличение составляет от 0.1 до 0.2 (бит/с·Гц), что недостаточно для технологий 5G и выше.

В отличие от модемов МЧМ-OFDM с широкополосными сигналами, модемы МЧМ-DMT с узкополосными сигналами обладают лучшими характеристиками.

Так при изменении значности M цифровых данных от 2 до 128 спектральная эффективность представленного модема МЧМ1.2-DMT практически совпадает со спектральными эффективностями известных модемов МЧМ-GFDM, МЧМ-FBMC, МЧМ-UFMC, МЧМ-FTN (см. раздел 1.5), альтернативных модему МЧМ-OFDM, и, например, при $M=2$ и равна 1.1616 (бит/с·Гц) (см. таб.2.2).

Наилучшими характеристиками эффективности обладает модем МЧМ1.3-DMT. Так, при $M=2$, его выигрыш в энергетической эффективности, по сравнению с МЧМ-OFDM, составляет 2.724 дБ или 32.46 % (см. таб. 2.3 и 2.4), а выигрыш в спектральной эффективности составляет 0.1589 (бит/с·Гц) или 13,7 % (см. таб. 2.2 и 2.5).

2.5. Основные результаты и выводы по разделу 2

В данном разделе рассмотрены методы передачи данных в системе цифровой связи с использованием модемов с МЧМ и узкополосными поднесущими. Новизна методов определяется использованием финитных сигналов первого вида (ОФС1), не вызывающих МСИ на выходах узкополосных ФБ в индивидуальных каналах разработан-

ных модемов (МЧМ i , $i=1,2,3$), и максимизирующих ОСШ в середине символьного интервала на входах согласованных фильтров демодуляторов ЦСП с МЧМ.

Для достижения этих результатов в работе проведены исследования:

1. Учитывая требования к характеристикам канальных фильтров многочастотного модема, в качестве последних выбраны ФБ и дан подробный анализ их зависимостей.

2. Используются общие соотношения для определения такой формы ОФС с ограниченной энергией, при которой отклик ФБ на этот сигнал оставался бы конечным, а отношение мощности отклика фильтра в середине посылки к мощности помехи на входе СФ демодулятора было максимально возможным. Получены новые соотношения для форм и спектров входного и выходного сигналов ФБ, а также системы уравнений для множителей Лагранжа решения вариационной задачи на условный экстремум.

3. Проанализирована структура модема (МЧМ0-DMT) с узкополосными ОФС1, согласованными с характеристиками ФБ. На основе введения новых ортогональных процедур обработки сигналов, разработаны усовершенствованные структурные схемы модемов МЧМ1. i -DMT, $i=1,2,3$, с повышенной по сравнению с МЧМ0 эффективностью.

4. Впервые проведен сравнительный анализ спектрально-энергетической эффективности различных многочастотных модемов с широкополосными и узкополосными сигналами. Показано, что в отличие от модемов МЧМ-OFDM с широкополосными сигналами, модемы МЧМ-DMT с узкополосными сигналами обладают лучшими характеристиками. Так при различной значности цифровых данных выигрыш модема МЧМ1.3-DMT по сравнению с модемом МЧМ-OFDM по энергетической эффективности составляет 2.724 дБ или 32.46 %. Выигрыш по спектральной эффективности составляет 0.1589 (бит/с·Гц) или 13,7 %.

5. Не смотря на усовершенствование структур модемов от МЧМ1.0-DMT до МЧМ1.3-DMT, основной их недостаток по сравнению с МЧМ-OFDM повышенная величина пик-фактора. Для МЧМ1.3-DMT средний $\pi_{E,3} = 2.3824$, а для МЧМ-OFDM $\pi_E = 2$.

6. Анализируя спектры канальных сигналов в ЦСП с МЧМ-DMT показано, что уровень МКИ соседних каналов достаточно высокий и составляет – 26 дБ.

Поэтому требуются дальнейшие усилия по повышению спектрально-энергетической эффективности многочастотных модемов с узкополосными поднесущими на основе новых финитных сигналов с пониженным пик-фактором и пониженным уровнем внеполосных излучений.

3. СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ ФИНИТНЫХ СИГНАЛОВ ВТОРОГО ВИДА ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМУМА СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ ОТКЛИКА ФИЛЬТРА БАТТЕРВОРТА. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ОФС1 и ОФС2

В разделе 2 рассмотрены вопросы применения в модеме с МЧМ с узкополосными канальными ФБ финитных сигналов, не вызывающих МСИ [6] на их выходах и синтезируемых по критерию максимума отклика ФБ в центре символьного интервала, названных ОФС1. Таким сигналам в различной литературе и, в частности, в работах [2÷14], активным участником которых был автор данного исследования, уделено много внимания. Выделяется основной недостаток ОФС1 – это высокий по сравнению с МЧМ-OFDM пик-фактор и высокий уровень МКИ.

В современных цифровых системах с МЧМ методам уменьшения пик-фактора сигналов уделяется очень большое внимание. Это утверждение подтверждается следующими работами [23, 36, 60, 75, 101, 108, 114, 115, 128, 138÷140].

Поэтому целью данного раздела является синтез новых оптимальных финитных сигналов второго вида (ОФС2) с достоинствами ОФС1, но пониженным пик-фактором, и использование их в модемах с МЧМ-DMT с повышенной эффективностью.

Материалы данного раздела основаны на работах [9÷15, 89], в которых автор принимал непосредственное участие.

В разделе 3.1 ставится задача и проводится синтез ОФС2 по критерию максимума среднего значения откликов канальных ФБ, не вызывающих МСИ на их выходах. В разделе 3.2 дается расчет новых множителей Лагранжа решения, поставленной в разделе 3.1, вариационной задачи. В разделах 3.3 и 3.4 дается расчет частотно – временных и энергетических характеристик ОФС2 и проводится их сравнительный анализ с ОФС1. В разделе 3.5 синтезируются формы и спектры ОФС-2. В разделе 3.6 даются основные выводы по данному разделу.

3.1. Синтез оптимальных финитных сигналов второго вида

Основная задача оптимизации когерентного модулятора в данном случае состоит в том, чтобы по известным импульсной реакции $q(t)$ или комплексному коэффициенту передачи $K(p, j\omega)$ НЧЭ ФБ порядка p (см. (2.1)), синтезировать такие финитные во времени сигналы $x(t), 0 \leq t \leq T$, и $y(t), 0 \leq t \leq T$, которые на выходе ФБ обеспечивали максимум среднего значения отклика $y(t)$ ФБ при фиксированной энергии входного сигнала $x(t), 0 \leq t \leq T$ [8, 9],

$$E_x = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_x(j\omega)|^2 d\omega = \int_0^T x^2(t) dt = const, \quad (3.1)$$

и ограничениях, задаваемых на границах символьного интервала T на выходе ФБ

$$\begin{aligned} \frac{d^i}{dt^i} y(t) \Big|_{t=0} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^i S_x(j\omega) K(p, j\omega) d\omega = 0, \quad i = \overline{0, (p-1)}, \\ \frac{d^i}{dt^i} y(t) \Big|_{t=T} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^i S_x(j\omega) K(p, j\omega) e^{j\omega T} d\omega = 0. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Ограничение (3.1) фиксирует энергию входного сигнала $x(t)$ со спектром $S_x(j\omega)$. Ограничения (3.2) задают нулевые значения i -ых производных отклика $y(t)$ при $t=0$ и $t=T$, со спектром $S_y(j\omega) = S_x(j\omega)K(p, j\omega)$, а, следовательно, и финитность отклика ФБ $y(t), 0 \leq t \leq T$, при финитном входном сигнале $x(t), 0 \leq t \leq T$ [9].

Применение этих сигналов позволяет предложить новый метод приёма дискретных сигналов, а именно, прием по среднему значению сигналов на входе демодулятора модема с МЧМ-DMT. Этот метод по реализации значительно проще интегрального метода приёма и незначительно уступает по сложности методу однократного отсчета, являясь, очевидно, более помехоустойчивым последнего, так как основан на методе накопления полезного сигнала и шума на входе когерентного демодулятора. Кроме того, при фиксированном максимальном значении ОФС2 увеличение его среднего значения приводит к уменьшению пик-фактора.

Перейдем, согласно работе [9], к определению формы финитных сигналов по критерию максимума среднего значения отклика ФБ вида

$$\max_{\{x(t)\}} \bar{y}(t) = \max_{\{x(t)\}} \frac{1}{T} \int_0^T \bar{y}(t) dt = \max_{\{S_x(j\omega)\}} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(j\omega) K(p, j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (3.3)$$

где черта сверху означает усреднение по времени.

Такого вида сигналы, в отличие от сигналов, рассмотренных в разделе 2.2.1, назовем оптимальными финитными сигналами второго вида (ОФС2).

Среднее значение сигнала $y(t)$ на интервале T приводится к виду

$$\bar{y}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{y}(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(j\omega) K(p, j\omega) \cdot \frac{\sin \omega T / 2}{\omega T / 2} e^{j\omega \frac{T}{2}} d\omega \quad (3.4)$$

Для решения вариационной задачи (3.3) с учетом (3.4) и ограничений (3.1) и (3.2) рассмотрим следующий функционал

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(j\omega) K(p, j\omega) \cdot \frac{\sin \omega T / 2}{\omega T / 2} e^{j\omega \frac{T}{2}} d\omega - \frac{1}{2\pi} \left\{ \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \int_{-\infty}^{\infty} \left((j\omega)^i S_x(j\omega) K(p, j\omega) d\omega + \sum_{i=0}^{p-1} \lambda_i \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^i S_x(j\omega) K(p, j\omega) e^{j\omega T} d\omega \right) \right\} \quad (3.5 \text{ а})$$

После приведения подобных членов данный функционал приводится к виду:

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(j\omega) K(p, j\omega) \left\{ \frac{\sin \omega T / 2}{\omega T / 2} e^{j\omega \frac{T}{2}} - \sum_{i=0}^{p-1} (j\omega)^i (\mu_i + \lambda_i e^{j\omega T}) \right\} d\omega, \quad (3.5 \text{ б})$$

где μ_i, λ_i – неопределенные множители Лагранжа, а его максимум $\max_{S_x(j\omega)} J$ достигается

на множестве всех спектров, удовлетворяющих неравенству Гёльдера [100], и соответственно равных:

$$S_{x,2}(j\omega) = \varepsilon \cdot K(p, -j\omega) \left\{ \frac{\sin \omega T / 2}{\omega T / 2} e^{-j\omega \frac{T}{2}} - \sum_{i=0}^{p-1} (-j\omega)^i (\mu_i + \lambda_i e^{-j\omega T}) \right\}. \quad (3.6)$$

Здесь постоянная ε определяется из ограничения (3.1), а неизвестные μ_i, λ_i вычисляются из дополнительных условий (3.2).

Потребуем, чтобы импульс $y(t)$ был четной функцией относительно точки $t = T/2$. Это условие выполняется, если для множителей Лагранжа в функционале (3.6) справедливо равенство $\lambda_i = (-1)^i \mu_i$ [5, 9]. Тогда спектры на входе и выходе НЧЭ ФБ равны

$$S_{x,2}(j\omega) = \varepsilon K(p, -j\omega) \Phi_2(-j\omega, T), \quad S_{y,2}(j\omega) = \varepsilon K^2(p, \omega) \Phi_2(-j\omega, T), \quad (3.7)$$

где введена сигнальная функция следующего вида:

$$\Phi_2(-j\omega, T) = \left\{ \frac{\sin \omega T / 2}{\omega T / 2} - 2 \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \omega^i \cos[(\omega T - i\pi) / 2] \right\} e^{-j\omega \frac{T}{2}}. \quad (3.8)$$

Спектрам в (3.7) соответствуют функции, определяющих формы ОФС2, вида

$$x_2(t) = \varepsilon \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T q(\tau - t) d\tau - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \left[q^{(i)}(-t) \Big|_{t \leq 0} + (-1)^i q^{(i)}(T - t) \Big|_{t \leq T} \right] \right\}, \quad (3.9)$$

$$y_2(t) = \varepsilon \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T Q(\tau - t) d\tau - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \left[Q^{(i)}(-t) + (-1)^i Q^{(i)}(T-t) \right] \right\}, \quad (3.10)$$

$$Q(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(p, \omega) e^{j\omega t} d\omega = \int_0^{\infty} q(\tau) q(\tau + |t|) d\tau, \quad (3.11)$$

где $q^{(i)}(t)$ и $Q^{(i)}(t)$ - производные i -го порядка, $i = \overline{0, p-1}$, от импульсной реакции и канальной функции ФБ.

Однако окончательно поставленная задача на данном этапе не решена [9], так как найденные функции $x_2(t)$, $y_2(t)$ в (3.9) и (3.10) определены на бесконечных интервалах $-\infty < t \leq T$ и $-\infty < t < \infty$. Очевидно, для того, чтобы сигналы были заданы только на конечном интервале $0 \leq t \leq T$, необходимо выработать требования к вычислению множителей Лагранжа $\mu_i, i = \overline{0, p-1}$ в (3.9) и (3.10). В общем виде решение этой задачи достаточно трудоемко. Поэтому рассмотрим её частные случаи, основываясь на соотношениях (2.3) ÷ (2.7) для ФБ четного порядка.

3.2. Расчет множителей Лагранжа для ОФС2

В разделе 2.1 показано, что НЧЭ ФБ характеризуется импульсной реакцией (ИР) вида (2.8) ÷ (2.9), полученной из комплексно-сопряженных её составляющих в представлении (2.7). Для решения, поставленной в разделе 3.1 задачи, рассмотрим комплексное представление ИР НЧЭ ФБ порядка p

$$\dot{q}(t) = \sum_{l=1}^{p/2} \dot{c}_l e^{-\dot{\alpha}_l t} = q(t) + j q_{\perp}(t), \quad t \geq 0, \quad (3.12)$$

где $\dot{c}_l = a_l + j b_l$, $\dot{\alpha}_l = \alpha_l + j \beta_l$ - комплексные постоянные [84], $q_{\perp}(t)$ - мнимая часть $\dot{q}(t)$, а $q(t)$ - её реальная часть, определяемая по соотношению (2.8), т.е. $q(t) = \text{Re } \dot{q}(t)$.

Проанализируем условия финитности во времени сигналов $x_2(t)$, $y_2(t)$.

1. Заменяя в (3.9) действительные функции на комплексные, после взятия производных от $\dot{q}(t)$, находим комплексный сигнал на входе НЧЭ ФБ в виде

$$\dot{x}_2(t) = \varepsilon \sum_{l=1}^{p/2} \dot{c}_l \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T e^{-\dot{\alpha}_l(\tau-t)} d\tau - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \dot{\alpha}_l^i \left[e^{\dot{\alpha}_l t} \Big|_{t \leq 0} + (-1)^i e^{-\dot{\alpha}_l(T-t)} \Big|_{t \leq T} \right] \right\} = x_2(t) + j x_{2\perp}(t). \quad (3.13 \text{ а})$$

Определяя интеграл от экспоненты

$$\frac{1}{T} \int_0^T e^{-\dot{\alpha}_l(\tau-t)} d\tau = \frac{1}{\dot{\alpha}_l T} \left[e^{\dot{\alpha}_l t} \Big|_{t \leq 0} - e^{-\dot{\alpha}_l(T-t)} \Big|_{t \leq T} \right], \quad (3.13 \text{ б})$$

выражение для ОФС2 $\dot{x}_2(t)$ после ряда преобразований приводится к виду

$$\dot{x}_2(t) = \varepsilon \sum_{l=1}^{p/2} \dot{c}_l e^{\dot{\alpha}_l t} \left\{ \frac{1}{\dot{\alpha}_l T} \left[1 - e^{-\dot{\alpha}_l T} \right] - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \dot{\alpha}_l^i \left[1 + (-1)^i e^{-\dot{\alpha}_l T} \right] \right\}. \quad (3.13 \text{ в})$$

С учетом того, что при $\dot{x}_2(t \leq 0)$ имеем $\dot{c}_l e^{\dot{\alpha}_l t} \Big|_{t \leq 0} \neq 0$, из (3.13 в) следует, что сигнал $\dot{x}_2(t \leq 0)$ будет равен нулю тогда [84], когда соотношение в фигурных скобках, будет равно нулю, т.е.

$$\left\{ \frac{1}{\dot{\alpha}_l T} \left[1 - e^{-\dot{\alpha}_l T} \right] - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \dot{\alpha}_l^i \left[1 + (-1)^i e^{-\dot{\alpha}_l T} \right] \right\} = 0, \quad l = \overline{1, p/2}, \quad (3.14 \text{ а})$$

или, что эквивалентно

$$\frac{1}{\dot{\alpha}_l T} \left[e^{\dot{\alpha}_l T/2} - e^{-\dot{\alpha}_l T/2} \right] - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \dot{\alpha}_l^i \left[e^{\dot{\alpha}_l T/2} + (-1)^i e^{-\dot{\alpha}_l T/2} \right] = 0, \quad l = \overline{1, p/2}. \quad (3.14 \text{ б})$$

Подставляя в (3.14 б) $\dot{\alpha}_l = \alpha_l + j\beta_l = \omega_\gamma e^{j\theta_l}$, получаем

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\omega_\gamma e^{j\theta_l} T} \left[e^{(\alpha_l + j\beta_l)T/2} - e^{-(\alpha_l + j\beta_l)T/2} \right] - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \omega_\gamma^i e^{jk\theta_l} \left[e^{(\alpha_l + j\beta_l)T/2} + (-1)^i e^{-(\alpha_l + j\beta_l)T/2} \right] = \\ & = \frac{1}{\omega_\gamma T} \left[e^{\alpha_l T/2} e^{j(\beta_l T/2 - \theta_l)} - e^{-\alpha_l T/2} e^{-j(\beta_l T/2 + \theta_l)} \right] - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \omega_\gamma^i \left[e^{\alpha_l T/2} e^{j(\beta_l T/2 + k\theta_l)} + (-1)^i e^{-\alpha_l T/2} e^{-j(\beta_l T/2 - k\theta_l)} \right] = \\ & = \frac{1}{\omega_\gamma T} \left[e^{\alpha_l T/2} (\cos \psi_l^- + j \sin \psi_l^-) - e^{-\alpha_l T/2} (\cos \psi_l^+ - j \sin \psi_l^+) \right] - \\ & - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \omega_\gamma^i \left[e^{\alpha_l T/2} (\cos \psi_{l,i}^+ + j \sin \psi_{l,i}^+) + (-1)^i e^{-\alpha_l T/2} (\cos \psi_{l,i}^- - j \sin \psi_{l,i}^-) \right] = 0. \end{aligned}$$

Приравнивая реальную $\text{Re}(\cdot)$ и мнимую $\text{Im}(\cdot)$ части нулю, получаем искомое решение для определения множителей Лагранжа $\mu_i, i = \overline{0, p-1}$, поставленной вариационной задачи

$$\begin{aligned} \text{Re}(\cdot) &= \frac{1}{\omega_\gamma T} \left[e^{\alpha_l T/2} \cos \psi_l^- - e^{-\alpha_l T/2} \cos \psi_l^+ \right] - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \omega_\gamma^i \left[e^{\alpha_l T/2} \cos \psi_{l,i}^+ + (-1)^i e^{-\alpha_l T/2} \cos \psi_{l,i}^- \right] = 0, \\ \text{Im}(\cdot) &= \frac{1}{\omega_\gamma T} \left[e^{\alpha_l T/2} \sin \psi_l^- + e^{-\alpha_l T/2} \sin \psi_l^+ \right] - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \omega_\gamma^i \left[e^{\alpha_l T/2} \sin \psi_{l,i}^+ - (-1)^i e^{-\alpha_l T/2} \sin \psi_{l,i}^- \right] = 0. \end{aligned} \quad (3.15)$$

где $\omega_l = \sqrt{\alpha_l^2 + \beta_l^2}$, $\psi_l^\mp = (\beta_l T / 2 \mp \theta_l)$, $\psi_{l,i}^\mp = (\beta_l T / 2 \mp i \cdot \theta_l)$, $\text{tg } \theta_l = \text{ctg } \varphi_l$.

Отсюда заключаем, что комплексный сигнал в (3.13) полностью определен на финитном интервале $0 \leq t \leq T$ и равен нулю вне этого интервала [84], а его действительная компонента $x_2(t) = \text{Re } \dot{x}_2(t)$, $0 \leq t \leq T$, определяется по (3.9).

Итак, искомый сигнал $x_2(t)|_{0 \leq t \leq T}$, есть ОФС2 по критерию максимума (3.3) и согласован с импульсной реакцией $q(t)$ НЧЭ ФБ [84].

2. Рассмотрим теперь отклик $y_2(t)$. Для этого вначале определим комплексную канальную функцию $\dot{Q}(t)$ с учетом импульсной реакции (3.12). Согласно (3.11) находим

$$\dot{Q}(t) = \int_0^\infty \sum_{m=1}^{p/2} \sum_{l=1}^{p/2} \dot{c}_m e^{-\dot{\alpha}_m \tau} \dot{c}_l e^{-\dot{\alpha}_l(\tau+t)} d\tau = \sum_{m=1}^{p/2} \sum_{l=1}^{p/2} \dot{c}_m \dot{c}_l e^{-\dot{\alpha}_l |t|} \int_0^\infty e^{-(\dot{\alpha}_m + \dot{\alpha}_l)\tau} d\tau = \sum_{l=1}^{p/2} \dot{C}_l e^{-\dot{\alpha}_l |t|}, \quad (3.16)$$

где $\dot{C}_l = \dot{c}_l \sum_{m=1}^{p/2} \dot{c}_m / (\dot{c}_l + \dot{c}_m)$.

Заменяя в (3.10) действительные функции на комплексные, представляем комплексный сигнал на выходе НЧЭ ФБ в виде

$$\dot{y}_2(t) = \varepsilon \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T \dot{Q}(\tau-t) d\tau - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \left[\dot{Q}^{(i)}(-t) + (-1)^i \dot{Q}^{(i)}(T-t) \right] \right\} = y_2(t) + j y_{2\perp}(t). \quad (3.17)$$

Согласно (3.17) и (3.16), находим производные от функции $\dot{Q}(t)$

$$\begin{aligned} \frac{d^i \dot{Q}(t)}{dt^i} &= \frac{d^i}{dt^i} \sum_{l=1}^{p/2} \dot{C}_l e^{-\dot{\alpha}_l |t|} = \sum_{l=1}^{p/2} \dot{C}_l \dot{\alpha}_l^i \left[e^{\dot{\alpha}_l t} \Big|_{t \leq 0} + (-1)^i e^{-\dot{\alpha}_l t} \Big|_{t > 0} \right], \quad i = \overline{0, p-1}, \\ \frac{d^i \dot{Q}(T-t)}{dt^i} &= \frac{d^i}{dt^i} \sum_{l=1}^{p/2} \dot{C}_l e^{-\dot{\alpha}_l |T-t|} = \sum_{l=1}^{p/2} \dot{C}_l \dot{\alpha}_l^i \left[e^{\dot{\alpha}_l (t-T)} \Big|_{t < T} + (-1)^i e^{-\dot{\alpha}_l (t-T)} \Big|_{t \geq T} \right]. \end{aligned} \quad (3.18)$$

Интеграл от $\dot{Q}(t)$ в (3.17) при $t \leq 0$ приводится к виду

$$\frac{1}{T} \int_0^T \dot{Q}(\tau-t) d\tau = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{l=1}^{p/2} \dot{C}_l e^{-\dot{\alpha}_l |\tau-t|} d\tau = \frac{1}{T} \sum_{l=1}^{p/2} \dot{C}_l e^{\dot{\alpha}_l t} \Big|_{t \leq 0} \int_0^T e^{-\dot{\alpha}_l \tau} d\tau = \sum_{l=1}^{p/2} \dot{C}_l \frac{1}{T \dot{\alpha}_l} (1 - e^{-\dot{\alpha}_l T}) e^{\dot{\alpha}_l t} \Big|_{t \leq 0}. \quad (3.19)$$

Подставляя (3.18) и (3.19) в (3.17) и вынося за скобки $\dot{C}_l e^{\dot{\alpha}_l t} \Big|_{t \leq 0} \neq 0$, получаем комплексный отклик $\dot{y}_2(t)$ для $t \leq 0$

$$\dot{y}_2(t) = \varepsilon \sum_{l=1}^{p/2} \dot{C}_l e^{\dot{\alpha}_l t} \Big|_{t \leq 0} \left\{ \frac{1}{T \dot{\alpha}_l} (1 - e^{-\dot{\alpha}_l T}) - \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \dot{\alpha}_l^i \left[1 + (-1)^i e^{\dot{\alpha}_l (t-T)} \Big|_{t < T} \right] \right\}.$$

Отсюда следует, что $\dot{y}_2(t \leq 0) = 0$ тогда, когда выполняется условие (3.14а) и соответственно (3.15). Нетрудно показать, что при четности $\dot{y}_2(t)$, условия (3.14а) и (3.15) выполняются и при $\dot{y}_2(t \geq T) = 0$. Следовательно, сигнал $\dot{y}(t)|_{-\infty < t < \infty} = \dot{y}(t)|_{0 \leq t \leq T}$, есть ОФС2 по критерию максимума (3.3); он согласован с канальной функцией (3.11) и полностью определяется соотношением (3.10) на конечном интервале $0 \leq t \leq T$.

Значит, поставленная задача по синтезу конечного сигнала $x(t), 0 \leq t \leq T$, сохраняющего также конечным отклик ФБ $y(t), 0 \leq t \leq T$, и максимизирующего среднее значение этого отклика по критерию (3.3), полностью решена для фильтров Баттерворта с комплексно-сопряженными корнями и импульсной реакцией вида (2.7)-(2.8).

Вследствие этого, конечность ОФС2 на входе и выходе НЧЭ ФБ приводит к отсутствию МСИ при последовательной передаче дискретных сообщений в ЦСП [84].

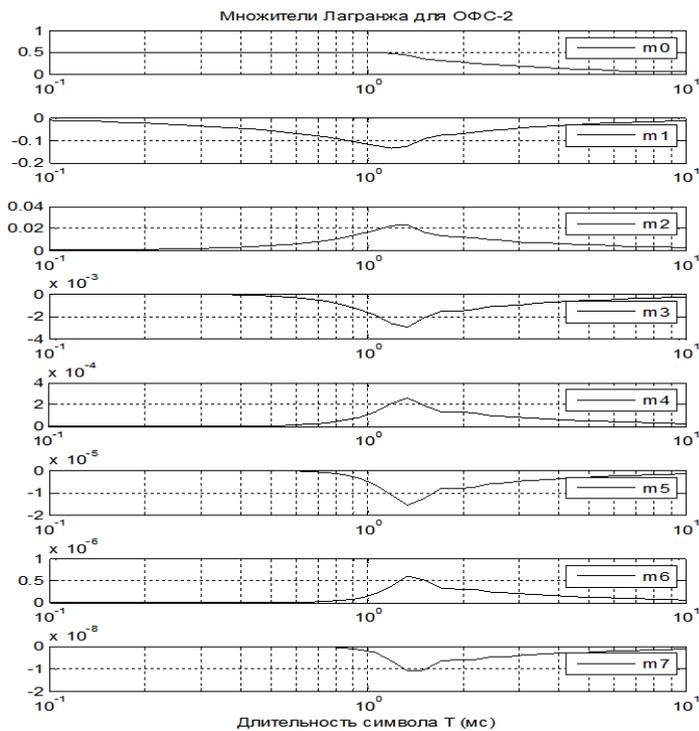


Рисунок 3.1 - Множители Лагранжа для ОФС2

чие. Это различие, как будет показано далее, проявляется как во временных формах ОФС1 и ОФС2, так и в их амплитудных спектрах.

Для численной иллюстрации расчета множителей Лагранжа для ОФС2 по соотношениям в (3.15) на рисунке 3.1 изображены графики зависимости этих множителей от длительности символьного интервала T для модели НЧЭ ФБ восьмого порядка (ФБ-8) при граничной частоте $F_\gamma = 1.55$ кГц.

Сравнение графиков, изображенных на рисунке 3.1 для ОФС2, с аналогичными графиками, изображенными на рис. 2.6 для ОФС1, показывает их существенное разли-

3.3. Сравнительный анализ оптимальных финитных сигналов ОФС1 и ОФС2

Согласно разделу 2.2.1 ОФС1 на входе и выходе НЧЭ ФБ p -ого порядка ищутся по соотношениям (2.10). При этом ОФС2 находятся из соотношений (3.9) и (3.10). По этим общим соотношениям трудно сделать выводы о достоинствах и недостатках, сравниваемых ОФС.

Для получения численных результатов вначале в качестве моделей НЧЭ ФБ рассмотрим фильтры Баттерворта первого и второго порядка в соответствии с работой [9]. Фильтры такого вида служат хорошей моделью таких реальных каналов, как проводной и гидроакустический [27, 44, 53].

Основные характеристики НЧЭ ФБ приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Характеристики НЧЭ ФБ первого и второго порядков

Характеристики	ФБ-1	ФБ-2
Импульсная реакция	$q_1(t) = \omega_\gamma e^{-\omega_\gamma t}, \quad t \geq 0$	$q_2(t) = \sqrt{2}\omega_\gamma e^{-\omega_\gamma t/\sqrt{2}} \sin(\omega_\gamma t/\sqrt{2}), \quad t \geq 0$
Комплексный коэффициент передачи	$K_1(j\omega) = \frac{1}{(1 + j\omega/\omega_\gamma)}$	$K_2(j\omega) = \frac{1}{[1 - (\omega/\omega_\gamma)^2] + j(\omega/\omega_\gamma)2 \sin \varphi_1}$
Канальная функция	$Q_1(t) = 0.5\omega_\gamma e^{-\omega_\gamma t }$	$Q_2(t) = \frac{\omega_\gamma}{2\sqrt{2}} e^{-\omega_\gamma t /\sqrt{2}} \left[\cos(\omega_\gamma t /\sqrt{2}) + \sin(\omega_\gamma t /\sqrt{2}) \right]$
Параметры ФБ	$\omega_\gamma = 2\pi F_\gamma, \quad F_\gamma = 1.55 \text{ кГц}, \quad \varphi_1 = \pi/4$	

3.3.1. Исследование характеристик ОФС1 и ОФС2 для фильтра Баттерворта первого порядка (ФБ1)

С учетом данных таблицы 3.1 для ФБ1 легко вычисляются на интервале T формы оптимальных финитных сигналов [84] и их спектров при $p=1$, если только определены множители Лагранжа и сигнальные функции. Эти и другие недостающие данные были получены аналитически и даны в таблице 3.2, где метод 1 связан с синтезом ОФС1, а метод 2 с синтезом ОФС2.

Таблица 3.2 – Параметры и характеристики ОФС сравниваемых методов для $p=1$

Метод 1 – синтез ОФС1 по критерию $\max y(T/2)$	Метод 2 – синтез ОФС2 по критерию $\max \bar{y}(t), 0 \leq t \leq T$
$\mu_{0,1} = \frac{1}{2 \operatorname{ch}(\omega_\gamma T/2)}$	$\mu_{0,2} = \frac{\operatorname{th}(\omega_\gamma T/2)}{\omega_\gamma T}$
$ \Phi_1(\omega) = 1 - 2\mu_{0,1} \cos(\omega T/2)$	$ \Phi_2(\omega) = \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} - 2\mu_{0,2} \cos(\omega T/2)$
$y_{1,\max} = 0.5\omega_\gamma \operatorname{th}(\omega_\gamma T/2)$	$y_{2,\max} = [1 - m \cdot \exp(-\omega_\gamma T/2)]/T, \quad m = (1 + \mu_{0,2}\omega_\gamma T)$

$E_{x,1} = 0.5\omega_\gamma \text{th}(\omega_\gamma T / 2)$	$E_{x,2} = [\omega_\gamma T + 0.5m^2(1 - e^{-2\omega_\gamma T}) - 2m(1 - e^{-\omega_\gamma T})] / \omega_\gamma T^2$
$E_{y,1} = 0.5E_{x,1}[1 - \omega_\gamma T / \text{sh}(\omega_\gamma T)]$	$E_{y,2} = \frac{1}{\omega_\gamma T^2} \left\{ 1 + m^2 \left[\frac{(1 - e^{-2\omega_\gamma T})}{4} + \omega_\gamma T e^{-\omega_\gamma T} \right] - 2m(1 - e^{-\omega_\gamma T}) \right\}$

Формы ОФС, полученных для первого и второго методов синтеза [16], а также их спектры приведены на рисунках 3.2 и 3.3.

На графиках спектров приведены также амплитудно-частотные характеристики (штрих-пунктир) НЧЭ ФБ1.

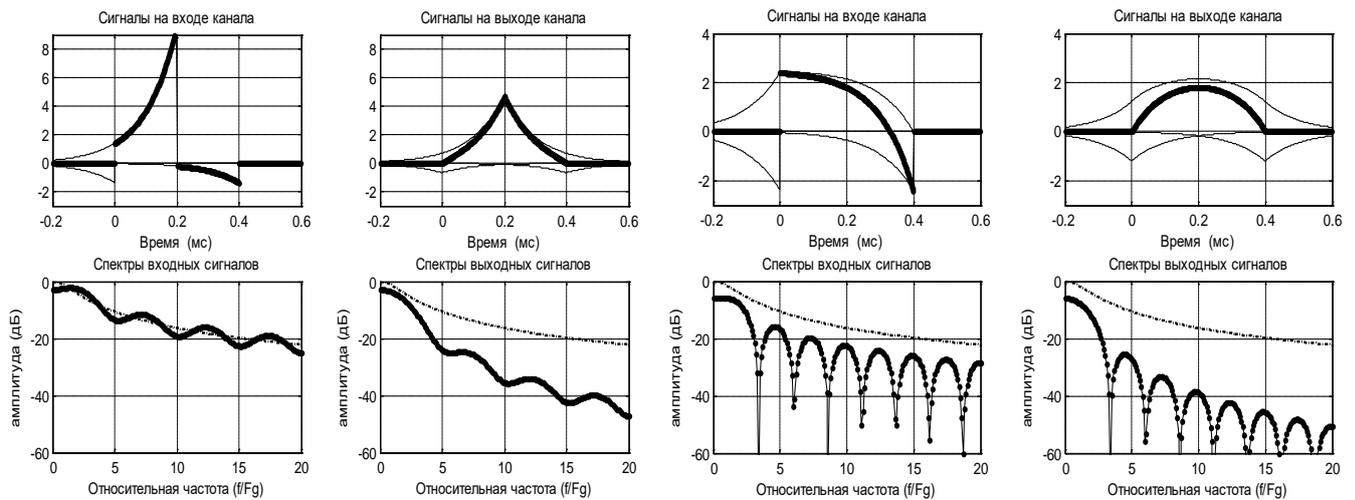


Рисунок 3.2 – ОФС1 и их спектры на входе и выходе НЧЭ ФБ1 (метод 1)

Рисунок 3.3 – ОФС2 и их спектры на входе и выходе НЧЭ ФБ1 (метод 2)

Сравнивая отклики ФБ1 для метода 1 (рис. 3.2) и метода 2 (рис. 3.3) качественно находим значения их пик-факторов: $\pi_{E,1} = \frac{4.6^2 \cdot 0.4}{3.3} = 2.565$, $\pi_{E,2} = \frac{1.9^2 \cdot 0.4}{0.8808} = 1.639$.

Откуда следует, что при постоянной энергии E_x входного сигнала, следует уменьшение пик-фактора для ОФС2 по сравнению с ОФС1, т.е. $\pi_{E,2} < \pi_{E,1}$.

3.3.2. Исследование характеристик ОФС1 и ОФС2 для фильтра Баттерворта второго порядка (ФБ2)

Полученные аналитически данные, приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Параметры и характеристики ОФС сравниваемых методов для ФБ2

Метод 1 – синтез ОФС-1 по критерию $\max y(T/2)$	Метод 2 – синтез ОФС-2 по критерию $\max \bar{y}(t), 0 \leq t \leq T$
$\mu_{0,1} = \frac{\cos(b) \operatorname{sh}(b) + \sin(b) \operatorname{ch}(b)}{\sin(2b) + \operatorname{sh}(2b)},$ $\mu_{1,1} = \frac{\sqrt{2}}{\omega_\gamma} \cdot \frac{\sin(b) \operatorname{sh}(b)}{\sin(2b) + \operatorname{sh}(2b)},$ $b = \omega_\gamma T / \sqrt{8}$	$\mu_{0,2} = \frac{\operatorname{ch}(2b) - \cos(2b)}{[\sin(2b) + \operatorname{sh}(2b)] / 2b},$ $\mu_{1,2} = \frac{\sqrt{2}\omega_\gamma}{4b} \cdot \frac{\sin(2b) - \operatorname{sh}(2b)}{\sin(2b) + \operatorname{sh}(2b)},$ $b = \omega_\gamma T / \sqrt{8}$
$ \Phi_1(\omega) = 1 - 2 \left[\mu_{0,1} \cos(\omega T / 2) - \mu_{1,1} \omega \cdot \sin(\omega T / 2) \right]$	$ \Phi_2(\omega) = \frac{\sin(\omega T / 2)}{\omega T / 2} - 2 \left[\mu_{0,2} \cos(\omega T / 2) - \mu_{1,2} \omega \cdot \sin(\omega T / 2) \right]$

Формы оптимальных финитных сигналов [16], полученных для первого и второго методов синтеза, а также их спектры приведены на рисунках 3.4 и 3.5.

На графиках спектров приведены также амплитудно-частотные характеристики (штрих-пунктир) НЧЭ ФБ2.

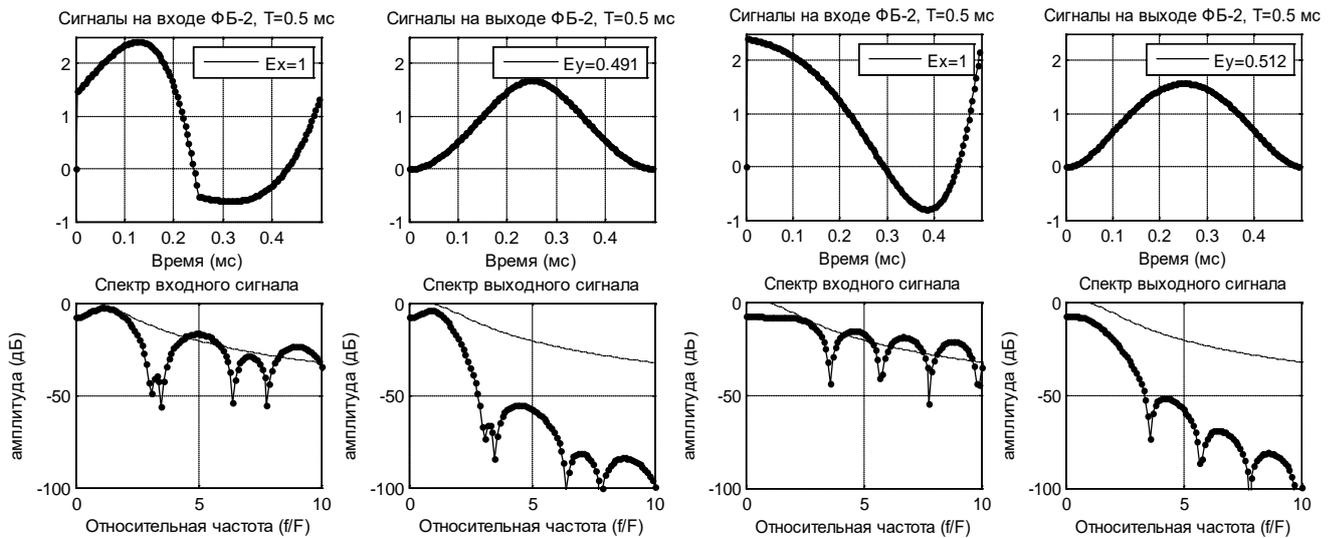


Рисунок 3.4 – ОФС1 и их спектры на входе и выходе НЧЭ ФБ2 (метод 1)

Рисунок 3.5 – ОФС2 и их спектры на входе и выходе НЧЭ ФБ2 (метод 2)

Сравнивая отклики ФБ2 для метода 1 (рис. 3.4) и метода 2 (рис. 3.5) качественно

находим значения их пик-факторов: $\pi_{E,1} = \frac{1.7^2 \cdot 0.5}{0.491} = 2.943$, $\pi_{E,2} = \frac{1.6^2 \cdot 0.5}{0.512} = 2.5$.

3.3.3. Сигналы и спектры ОФС1 и ОФС2 для фильтра Баттерворта восьмого порядка (ФБ8)

Соотношения для ОФС, полученные во втором и третьем разделах, справедливы для ФБ произвольного порядка. В модеме с МЧМ1.3-DMT, исследованном во втором разделе, в качестве каналов используются ФБ восьмого порядка (ФБ8). На рисунке 3.6 показаны формы ОФС1 и его производных на выходе ФБ8 (раздел 2). По результатам третьего раздела на рисунке 3.7 показаны новые формы и спектры ОФС2.

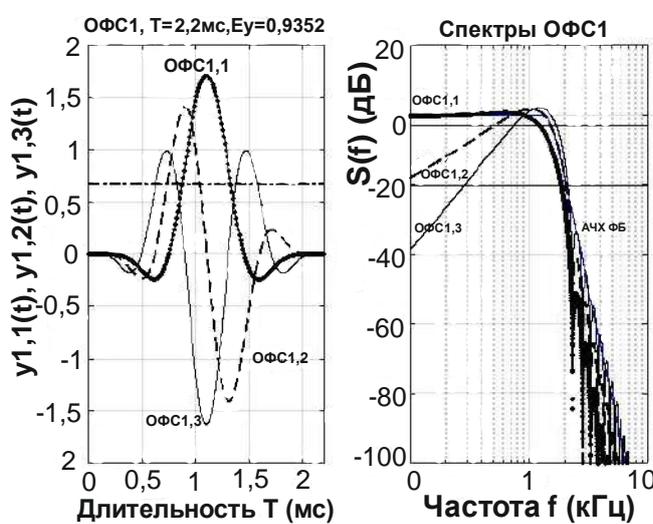


Рисунок 3.6 – Формы и спектры трех попарно ортогональных ОФС1 для ФБ8 (T=2.2 мс)

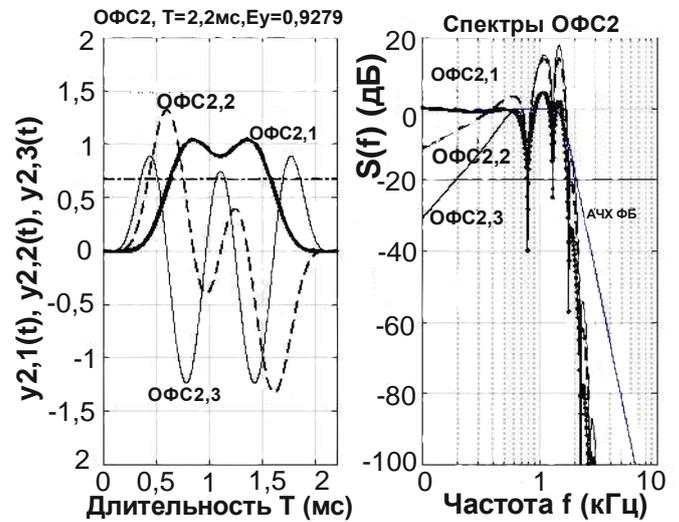


Рисунок 3.7 – Формы и спектры трех попарно ортогональных ОФС2 для ФБ8 (T=2.2 мс)

Сравнивая отклики ФБ8 для метода 1 (рис. 3.6) и метода 2 (рис. 3.7) находим

$$\text{значения их средних пик-факторов: } \pi_{E,1} = \frac{1.75^2 \cdot 2.2}{0.9352 \cdot 3} = 2.4, \quad \pi_{E,2} = \frac{1.3^2 \cdot 2.2}{0.9279 \cdot 3} = 1.34.$$

Сравнение графиков, приведенных на рисунках 3.2-3.3, 3.4-3.5 и 3.6-3.7, показывает, что синтез ОФС2 обеспечивает меньший пик-фактор по сравнению с ОФС1 на выходе канальных фильтров Баттерворта первого, второго и восьмого порядка.

Кроме того, скорость спада внеполосных искажений (рис. 3.7) существенно выше для ОФС2 по сравнению с ОФС1, что является положительным результатом, который будет использован в последующих исследованиях четвертого раздела.

3.4. Сравнительные энергетические характеристики ОФС1 и ОФС2

К энергетическим характеристикам рассматриваемых схем передачи ОФС относятся: энергии сигналов на входе E_x и выходе E_y НЧЭ ФБ, коэффициент передачи по энергии $k_E = E_y / E_x$ и пик фактор сигналов $\pi_E = y_{\max}^2 T / E_y$.

Их качественные оценки получены в предыдущем разделе. В данном разделе получим их аналитические выражения.

С учетом соотношений (3.1), (3.7), (3.8) и (3.11) получаем общие соотношения: для коэффициента передачи по энергии НЧЭ ФБ

$$k_E = \frac{E_y}{E_x} = \frac{\int_0^\infty S_y^2(2\pi f) df}{\int_0^\infty S_x^2(2\pi f) df} = \frac{\int_0^\infty K^4(2\pi f) \Phi^2(2\pi f, T) df}{\int_0^\infty K^2(2\pi f) \Phi^2(2\pi f, T) df} = \frac{\int_0^\infty \frac{\Phi^2(2\pi f, T)}{[1+(f/F_\gamma)^{2p}]^2} df}{\int_0^\infty \frac{\Phi^2(2\pi f, T)}{[1+(f/F_\gamma)^{2p}]} df}, \quad (3.20)$$

и пик фактора ОФС [139]

$$\pi_E = \frac{y_{\max}^2 T}{E_y} = \frac{y^2(T/2)T}{E_y} = \frac{\psi(T/2) - 2\sum_{k=0}^{p-1} \mu_k Q^{(k)}(-T/2)}{\frac{1}{T} \int_0^\infty \frac{\Phi^2(2\pi f, T)}{[1+(f/F_\gamma)^{2p}]^2} df}, \quad (3.21)$$

где для метода 1

$$\Phi_1^2(\omega, T) = \left\{ 1 - 2 \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \omega^i \cos[(\omega T - i\pi)/2] \right\}^2, \quad (3.22)$$

$$\psi_1(T/2) = \frac{\omega_\gamma}{2p} \sum_{l=1}^p \sin \varphi_l, \quad \varphi_l = \frac{(2l-1)\pi}{2p}, \quad (3.23)$$

для метода 2

$$\Phi_2^2(\omega, T) = \left\{ \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} - 2 \sum_{i=0}^{p-1} \mu_i \omega^i \cos[(\omega T - i\pi)/2] \right\}^2 \quad (3.24)$$

$$\psi_2(T/2) = \frac{1}{T} \left[1 - \frac{1}{p} \sum_{l=1}^p e^{-\alpha_l T/2} \cos(\beta_l T/2) \right], \quad \alpha_l = \omega_\gamma \sin \varphi_l, \quad \beta_l = \omega_\gamma \cos \varphi_l. \quad (3.25)$$

3.4.1. Энергетические характеристики ОФС1 и ОФС2 для ФБ1

Пользуясь данными из таблицы 3.2 для ФБ1, коэффициенты передачи по энергии k_E и пик факторы π_E ОФС1 и ОФС2 определяются по соотношениям

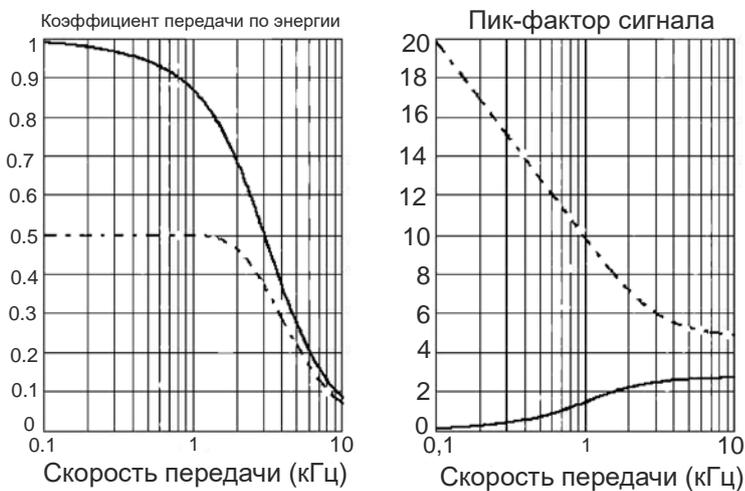
$$k_{E,1} = 0.5[1 - \omega_\gamma T / \text{sh}(\omega_\gamma T)], \quad (3.26)$$

$$k_{E,2} = \frac{1 + m^2 \left[0.25(1 - e^{-2\omega_\gamma T}) + \omega_\gamma T e^{-\omega_\gamma T} \right] - 2m(1 - e^{-\omega_\gamma T})}{\omega_\gamma T + 0.5m^2(1 - e^{-2\omega_\gamma T}) - 2m(1 - e^{-\omega_\gamma T})}, \quad m = (1 + \mu_{0,2}\omega_\gamma T), \quad (3.27)$$

$$\pi_{E,1} = \frac{\omega_\gamma T \text{th}(\omega_\gamma T / 2)}{[1 - \omega_\gamma T / \text{sh}(\omega_\gamma T)]}, \quad (3.28)$$

$$\pi_{E,2} = \frac{[1 - m \cdot \exp(-\omega_\gamma T / 2)]^2 \omega_\gamma T}{\left\{ 1 + m^2 \left[0.25(1 - e^{-2\omega_\gamma T}) + \omega_\gamma T e^{-\omega_\gamma T} \right] - 2m(1 - e^{-\omega_\gamma T}) \right\}}, \quad (3.29)$$

Зависимости параметров [16] $k_{E,1}$, $k_{E,2}$ (левый график) и $\pi_{E,1}$, $\pi_{E,2}$ (правый график)



как функции скорости передачи цифровых данных $V = 1/T$ показаны на рисунке 3.8.

При различных скоростях передачи и использовании ФБ метод синтеза ОФС2 по максимуму среднего значения (метод 2) приводит к нивелированию явления МСИ, повышению коэффициента передачи по энергии и снижению пик-фактора по

Рисунок 3.8 – Зависимости коэффициента передачи по энергии и пик фактора ОФС от скорости передачи (метод 1- штрих-пунктир; метод 2 - сплошные)

сравнению с ОФС1, т.е. эффективнее метода синтеза ОФС1 по максимуму в середине посылки (метод 1). В частности, при фиксированной скорости передачи, равной $V = 1$ кГц, коэффициент передачи по энергии по методу 2 в 1,75 раз больше, чем по методу 1 (рис. 3.8, левый график); пик фактор ОФС по методу 2 при $V = 1$ кГц на 8.2 дБ меньше, чем по методу 1 (рис. 3.8, правый график).

3.4.2. Энергетические характеристики ОФС1 и ОФС2 для фильтров Баттерворта с комплексно-сопряженными полюсами и порядками от 2 до 8

Улучшение энергетических характеристик для ОФС2, по сравнению с ОФС1, полученных для ФБ1÷2 наблюдается также и для ФБ больших порядков, что иллюстрируется рисунками 3.9, 3.10, 3.11, 3.12.



Рисунок 3.9 – Зависимости коэффициентов передачи по энергии для ОФС1



Рисунок 3.10 – Зависимости коэффициента передачи по энергии для ОФС2

Анализ графиков, изображенных на рисунках 3.9 и 3.10, показывает [87], что при любом порядке ФБ и любой скорости передачи коэффициент передачи по энергии для ОФС2 превышает аналогичную величину для ОФС1.

Зависимости пик фактора от скорости передачи [10, 87] имеют различную тенденцию и показаны на рисунках 3.11 и 3.12.

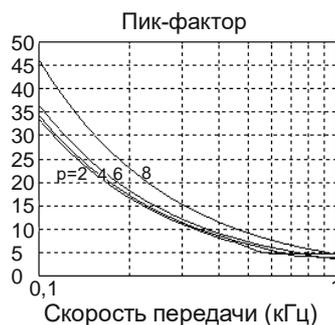


Рисунок 3.11 – Зависимости пик фактора от скорости передачи для ОФС1

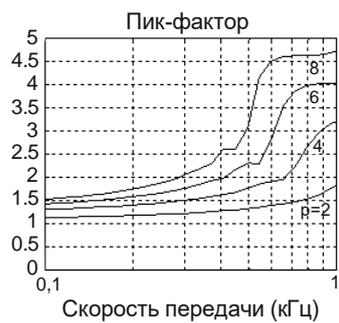


Рисунок 3.12 – Зависимости пик фактора от скорости передачи для ОФС2

Из рисунков 3.11 и 3.12 следует, что для ОФС1 с уменьшением скорости эти зависимости резко увеличиваются, а для ОФС2 они уменьшаются. Однако и эти зависимости для ОФС2 имеют лучшие характеристики по сравнению с ОФС1, а именно пик фактор для ОФС2 всегда меньше, чем для ОФС1.

3.4.3. Энергетический выигрыш ОФС2 по сравнению с ОФС1 для различных порядков фильтра Баттерворта

В разделе 2 определены спектрально энергетические показатели МЧМ с ОФС1. В качестве энергетического показателя используется энергетическое отношение сигнал/шум E_b / G_0 , обеспечиваемого при заданной вероятности ошибки $p_{b,KAM}$ в КС. С учетом соотношений, полученных в разделе 2, эта величина приводится к виду

$$\frac{E_b}{G_0} = \frac{M^2 - 1}{3 \cdot \text{ld}M \cdot k_E(V_s)} \left[\text{inverfc} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - 2 \cdot \text{ld}M \cdot p_{b,KAM}}}{1 - M^{-1}} \right) \right]^2, \quad (3.30)$$

где $x = \text{erfcinv}(y) = y^{-1}$ - это функция, обратная функции ошибки, $p_{b,KAM}$ - средняя вероятность ошибки на бит данных сигнала КАМ, $k_E(V_s)$ - коэффициент передачи по энергии.

Часто энергетическая эффективность практических модемов оценивается [10] при фиксированном значении допустимой вероятности ошибки приема, равной $p_{dop} = 10^{-4}$ [62]. Поэтому в (3.30) принимается $p_{b,KAM} = p_{dop}$.

Величина E_b / G_0 в децибелах определяется так

$$hdb = 10 \lg \frac{E_b}{G_0} = 10 \left\{ \lg(M^2 - 1) + 2 \lg \left[\text{inverfc} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - 2 \cdot \text{ld}M \cdot p_{dop}}}{1 - M^{-1}} \right) \right] - \lg(3 \cdot \text{ld}M \cdot k_E(V_s)) \right\}.$$

Результаты расчета энергетической эффективности модема с ОФС1 по критерию hdb при $p_{dop} = 10^{-4}$ сведены в таблицу 3.4, а для ОФС2 в таблицу 3.5.

Результаты расчетов приведены для ОФС1 с символьной скоростью $V_{s,1} = 0.6$ кГц (рис. 3.9) и ОФС2 с символьной скоростью $V_{s,2} = 0.667$ кГц (рис. 3.10). Это вызвано тем, что при скоростях выше этих величин коэффициенты передачи по энергии для ОФС1 и ОФС2 быстро уменьшаются.

Таблица 3.4 – Значения энергетической эффективности модема с ОФС1

M	2	4	8	16	32	64	128
P	hdb_1 ОСШ (дБ)						
1	11.409	15.215	19.530	24.212	29.150	34.269	39.519
2	09.648	13.454	17.769	22.451	27.389	32.508	37.758
4	09.003	12.809	17.124	21.806	26.744	31.863	37.113
6	08.856	12.662	16.977	21.659	26.597	31.716	36.966
8	08.760	12.567	16.882	21.564	26.502	31.621	36.871

Таблица 3.5 – Значения энергетической эффективности модема с ОФС-2

M	2	4	8	16	32	64	128
P	hdb_2 ОСШ (дБ)						
1	08.667	12.473	16.788	21.470	26.408	31.527	36.777
2	08.621	12.427	16.742	21.424	26.362	31.481	36.731
4	08.621	12.427	16.742	21.424	26.362	31.481	36.731
6	08.621	12.427	16.742	21.424	26.362	31.481	36.731
8	08.621	12.427	16.742	21.424	26.362	31.481	36.731

Энергетический выигрыш модема с ОФС2 по сравнению с ОФС1 определяется разностью $\Delta = hdb_1 - hdb_2$. Результаты расчетов приведены в таблице 3.6.

Таблица 3.6 – Энергетический выигрыш ОФС2 по сравнению с ОФС1

Порядок ФБ p	1	2	4	6	8
Выигрыш Δ (дБ)	2.7416	1.0266	0.38204	0.23481	0.13936

3.4.4. Сравнительная оценка помехоустойчивости ОФС1 и ОФС2

Помехоустойчивость ЦСП характеризуется двумя параметрами: отношением сигнал/комплексный шум (ОСШ) по мощности, определяемого на входе демодулятора приемника и средней вероятностью ошибки. Для определения этих характеристик отметим, что при передаче ОФС, как указывалось выше, явление МСИ отсутствует. Поэтому следует учитывать только спектральную плотность мощности (СПМ) аддитивного

шума. Кроме того, поскольку на входе ФНЧ приема действует смесь ОФС $y(t)$ и АБГШ с односторонней СПМ G_0 , то в качестве этого ФНЧ следует использовать фильтр, согласованный с $y(t)$, ОСШ на выходе которого равно [1]: $h_E^2 = 2E_y / G_0$.

Для гауссовского, ограниченного по полосе частот, канала связи при передаче по нему ОФС с КАМ в работе [82] получено соотношение средней вероятности ошибки P_b на бит [85]

$$P_{b,KAM} = \left\{ 1 - \left[1 - \frac{\sqrt{M_{KAM}} - 1}{\sqrt{M_{KAM}}} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{G_0} \frac{3 \operatorname{ld} M_{KAM}}{2(M_{KAM} - 1)}} k_E(V_s) \right) \right]^2 \right\} / \operatorname{ld} M_{KAM}. \quad (3.31)$$

Подставляя в (3.31) соотношения для коэффициентов передачи по энергии с учетом данных таблиц 3.1-3.2 и 3.4-3.5, получаем различные зависимости для потенциальной помехоустойчивости модема при использовании ОФС1 и ОФС2.

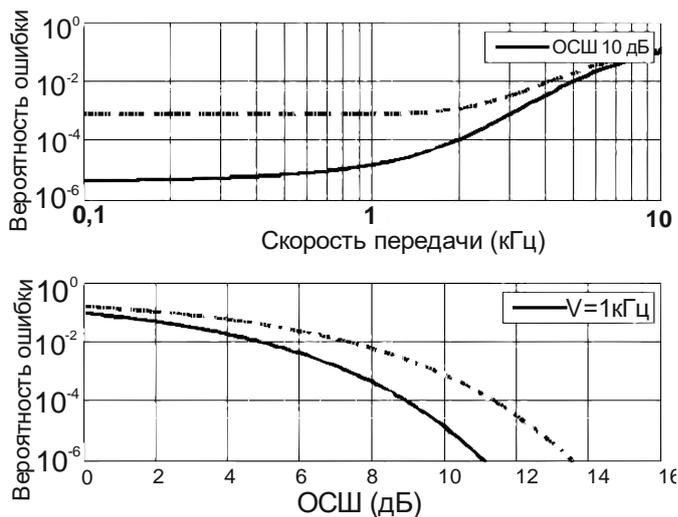


Рисунок 3.13 – Зависимости вероятности ошибки от скорости передачи и ОСШ для ФБ1

Результат сравнительного анализа показывает, что при различных скоростях передачи и различных ОСШ метод синтеза ОФС2 по максимуму среднего значения эффективнее метода синтеза ОФС1 по максимуму в середине посылки. В частности, при $p=1, M=2$ и фиксированной скорости передачи, равной $V_s=1$ кГц, коэффициент передачи по энергии по методу 2 в 1,625 раз больше, чем по методу 1, что приводит к уменьшению вероятности ошибки с $1.05 \cdot 10^{-3}$ до $4.56 \cdot 10^{-5}$; при вероятности ошибки 10^{-4} , метод 2, по сравнению с методом 1, обеспечивает выигрыш в ОСШ 1,45 дБ.

При изменении порядка ФБ от 1 до 8 и использовании $M_{KAM} = 2 \times 2$ на основе таблиц 3.4-3.5 на рисунке 3.14 приведены кривые помехоустойчивости ОФС.

В соответствие с работой [11], на рисунке 3.13 (верхние графики) при $p=1, M=2, F_\gamma=1.55$ кГц и ОСШ 10 дБ приведены зависимости вероятности ошибки от скорости передачи (ОФС1- штрих пунктир, ОФС2- сплошная).

На этом же рисунке (нижние графики) для случая, когда $T_s=1$ мс ($V_s=1$ кГц) приведены зависимости вероятности ошибки от ОСШ в дБ [84].

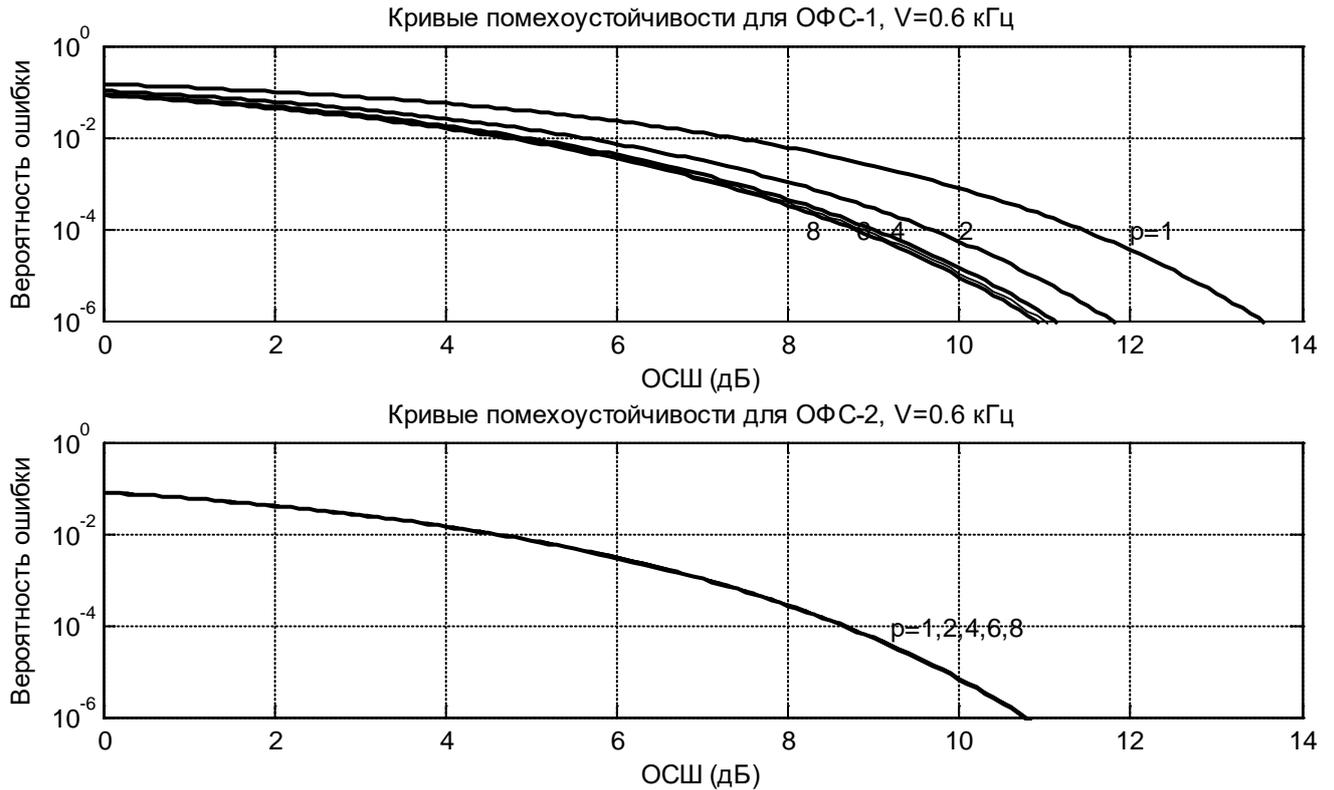


Рисунок 3.14 – Зависимости вероятности ошибки от ОСШ

Из данного рисунка следует, что при $F_\gamma = 1.55$ кГц и скорости передачи в одном канале МЧМ $V_s = 0.6$ кГц помехоустойчивость сигналов ОФС2 практически не зависит от порядка ФБ и всегда выше по сравнению с ОФС1.

Итак, в МЧМ-DMT модемах с узкополосными сигналами более рационально использовать ОФС не первого (ОФС1), но второго вида (ОФС2).

При этом выигрыш Δ от использования ОФС2 по отношению к ОФС1 составляет:

- по КПЕ в $\Delta_{\text{КПЕ}} = k_{E,2} / k_{E,1} = 0.95 / 0.93 = 1.022$ раз или на 2.1 % (рис. 3.9 и 3.10),
- по скорости передачи в $\Delta_V = V_{s,2} / V_{s,1} = 0.667 / 0.6 = 1.112$ раз или на 10.04%,
- по пик-фактору в $\Delta_{\text{ПФ}} = \pi_{E,1} / \pi_{E,2} = 7.5 / 4.5 = 1.67$ раз или на 40% (рис. 3.11 и 3.12).

3.5. Основные результаты и выводы по разделу 3

1. На основе решения вариационной задачи на условный экстремум проведен синтез конечных сигналов второго вида (ОФС-2) по критерию максимума среднего значения отклика ФБ и не вызывающих МСИ на его выходе.
2. Впервые проведен расчет множителей Лагранжа, обеспечивающих финитность синтезированных ОФС2 на входе и выходе фильтра Баттерворта.
3. Впервые проведен сравнительный анализ форм, спектров и энергетических параметров ОФС первого и второго вида для различных порядков ФБ.
4. Из результатов сравнительного анализа следует, что синтез ОФС2, согласованных с характеристиками ФБ, приводит к нивелированию явления МСИ, повышению КПЕ и снижению пик фактора по сравнению с ОФС1. Энергетический выигрыш ОФС-2 по сравнению с ОФС-1 для различных порядков ФБ составляет от 2.74 до 0.14 дБ; для ФБ восьмого порядка получены следующие выигрыши: по коэффициенту передачи по энергии 2.1 %; по скорости передачи 10.04 %; по пик-фактору 40 %.
5. Результаты сравнительного анализа показывают также, что в гауссовском канале связи помехоустойчивость сигналов ОФС-2 всегда выше, чем для ОФС-1.
6. Проведенный анализ позволяет рекомендовать финитные сигналы второго вида ОФС-2 для использования в модеме с многочастотной модуляцией и повышенной спектрально-энергетической эффективностью.

4. РАЗРАБОТКА АДАПТИВНОГО ОПТИМАЛЬНОГО МНОГОЧАСТОТНОГО МОДЕМА С ПОВЫШЕННОЙ СПЕКТРАЛЬНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТЬЮ

В разделах 1-2 рассмотрены вопросы синтеза ОФС1, согласованных с характеристиками канальных ФБ в модеме с МЧМ, так что при передаче их по групповому КС отклик последнего не содержит МСИ. Это свойство ОФС позволяет на приеме вместо сложных эквалайзеров (выравнивателей) использовать простые решающие схемы, основанные на согласованной фильтрации ОФС, наблюдаемых в шумах [2÷15, 37, 58, 69, 74, 81, 83, 100].

В разделе 2 разработаны и проанализированы структуры многочастотных модемов с ОФС1 в предположении, что групповой сигнал с выхода модулятора передается по идеальному гауссовскому каналу связи (ГКС).

В реальных системах передачи дискретных сообщений канал связи не идеален, так как его характеристики и параметры случайным образом изменяются в спектрально - временной области [8, 16, 20, 39, 43, 44, 53, 59, 78, 93, 109, 118, 124, 136]. Поэтому, с целью сохранения достигнутой эффективности, современные модемы должны подстраиваться под изменяющиеся характеристики каналов связи, т.е. быть адаптивными [8, 36, 44, 45, 46, 61, 69, 76, 83, 86, 93, 95, 109, 113, 135, 139].

Целью данного раздела является разработка нового метода многочастотной передачи данных с повышенной спектрально-энергетической эффективностью [15] на основе обработки ОФС2, синтезированных в разделе 3, с учетом адаптации модема к изменяющейся статистике КС.

Здесь на основе работ [5÷8, 10, 12, 15, 90, 91], в которых принимал непосредственное участие автор диссертации, в разделе 4.1 предлагается структура усовершенствованного модема с ОФС2 (МЧМ2.3-DMT) с повышенной спектрально-энергетической эффективностью. В разделе 4.2 проводится теоретический анализ снижения помехоустойчивости модема с МЧМ при наличии неравномерности частотной характеристики КС. В разделе 4.3 рассматривается метод оценки неизвестных параметров ГКС с це-

лью адаптации модема. В разделе 4.4 предлагается структура адаптивной многоканальной ЦСП, реализованной на основе модема МЧМ2.3-DMT.

В разделе 4.5 формулируются основные выводы по данному разделу.

4.1. Структура и эффективность усовершенствованного модема МЧМ2.3-DMT

В первом разделе на рисунке 1.13 приведена обобщенная структурная схема многоканальной ЦСП с гармоническими поднесущими, в каждом из каналов которой содержатся полосовые (узкополосные) фильтры (ПФ). Если в качестве ПФ используются фильтры Баттерворта, то на основе их низкочастотных эквивалентов (НЧЭ) в разделе 2 рассматриваются конструктивные когерентные модемы с финитными сигналами (ОФС1), не вызывающими МСИ на выходах ПФ. Исследуются три варианта канальных модемов (МЧМ1,*i*-DMT, *i*=1,2,3), показанных на рисунках 2.14, 2.17, 2.19, и оценивается их спектрально-энергетическая эффективность, иллюстрируемая на рисунке 2.25. Результатом второго раздела является новый модем МЧМ1,3-DMT (рис. 2.19), основанный на ОФС1 и его производных. Несмотря на то, что этот модем более эффективен, чем известные стандартные модемы V-34, МЧМ-OFDM и др. (рис. 2.25), основным его недостатком является достаточно высокий уровень МКИ, равный – 26 дБ. В третьем разделе на основе сравнительного анализа ОФС1 и ОФС2 высказана рекомендация о применении в модемах МЧМ-DMT не ОФС1, но ОФС2. Поэтому в данном разделе рассматривается новый модем МЧМ2.3-DMT, основанный на ОФС2 и его производных.

Модернизированная структура одного из каналов ЦСП с МЧМ2.3-DMT представлена на рисунке 4.1.

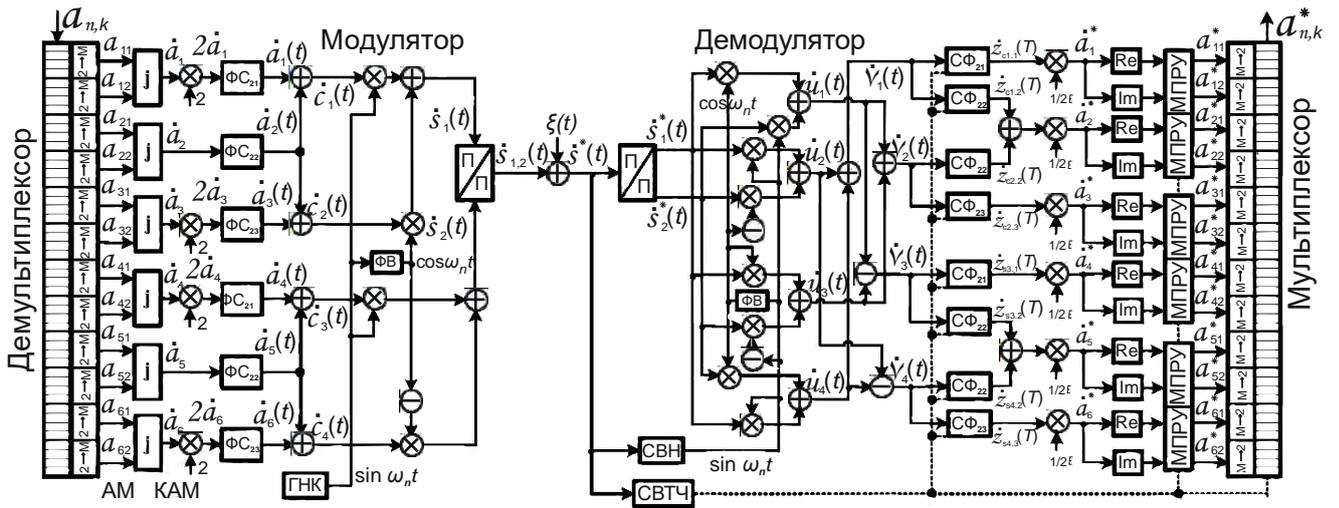


Рисунок 4.1 – Структурная схема одного из каналов ЦСП с МЧМ2.3-DMT

Принцип работы данного модема МЧМ2.3-DMT идентичен работе модема МЧМ1.3-DMT, изображенного на рис. 2.19. Отличие заключается в блоках формирования сигналов (ФС) в модуляторе и в блоках согласованных фильтров (СФ) в демодуляторах. В МЧМ1.3-DMT - это $\Phi C_{11}, \Phi C_{12}, \Phi C_{13}$ и $\text{СФ}_{11}, \text{СФ}_{12}, \text{СФ}_{13}$. В МЧМ2.3-DMT - это $\Phi C_{21}, \Phi C_{22}, \Phi C_{23}$ и $\text{СФ}_{21}, \text{СФ}_{22}, \text{СФ}_{23}$. Индексы соответствуют формам ОФС1 и ОФС2.

Спектрально-энергетическая эффективность данного модема определяется свойствами финитного сигнала второго вида, рассмотренного в разделе 3. К важнейшим параметрам ОФС2 относятся множители Лагранжа, рассчитываемых по соотношению (3.15) и изображенных на рисунке 3.1. Анализируя графики этих параметров, замечаем, что они имеют экстремальный характер, т.е. практически при одних и тех же скоростях одни из них имеют максимальные, а другие минимальные значения. Следовательно, существуют значения скорости V_m или длительности $T_m = 1/V_m$ ОФС2 для различных порядков ФБ.

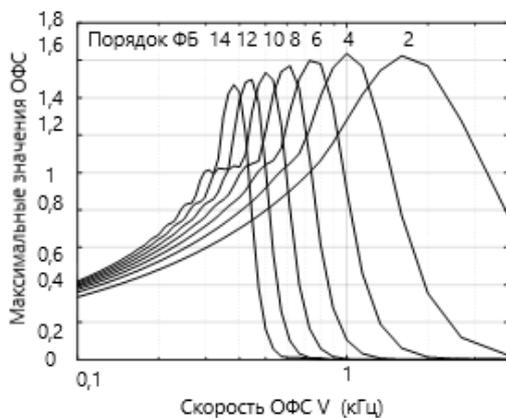


Рисунок 4.2 – Зависимости максимальных значений ОФС2 на выходе ФБ

Для проверки этой гипотезы проведен расчет максимальных значений откликов ФБ $y_2(t)$ в зависимости от скорости следования ОФС2. С учетом соотношения (3.10) находим искомые зависимости, показанные на рисунке 4.2. Как и предполагалось, эти зависимости имеют экстремальный характер. Численные значения скоростей, обеспечивающих максимальные значения откликов ФБ для ОФС2 сведены в таблицу 4.1.

Таблица 4.1 – Зависимости максимальных значений ОФС2 на выходе ФБ

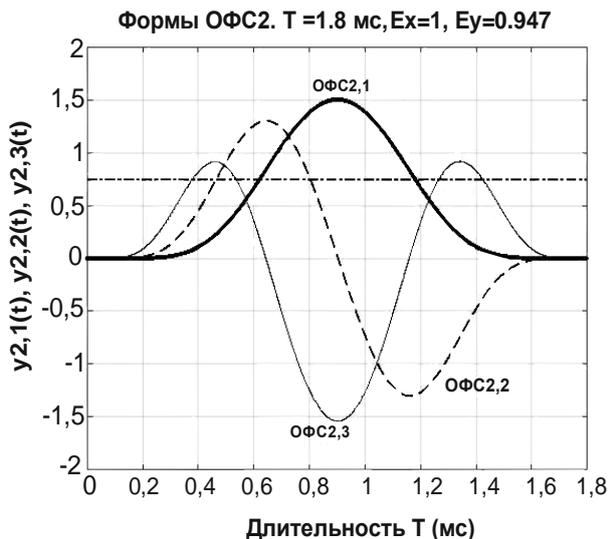
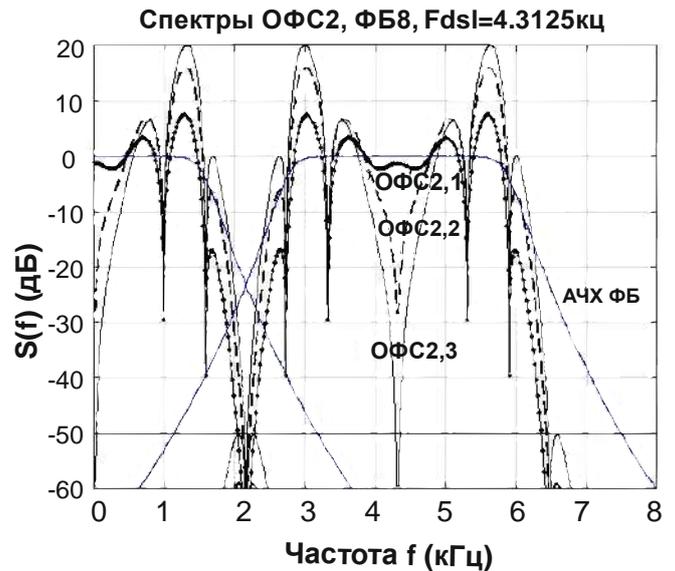
Порядок ФБ	2	4	6	8	10	12	14
V_m (кГц)	1.600	1.000	0.727	0.615	0.500	0.444	0.381
T_m (мс)	0.625	1.000	1.375	1.625	2.000	2.250	2.625
$y_{2,max}$	1.624	1.616	1.599	1.571	1.534	1.497	1.470

Для технологии xDSL [22, 46], при $L_p = -20$ дБ и $F_{dsl} = 4.3125$ кГц, в разделе 2 рекомендован порядок ФБ $p = 8$ (ФБ8) с граничной частотой $F_\gamma = 1.55$ кГц.

Из таблицы 4.1 для ФБ8 имеем: $V_m = 0.615$ кГц, $T_m = 1.625$ мс, $y_{2,m} = 1.571$.

Эти данные справедливы, когда в модеме используется только один ОФС $y_{2,1}(t)$. В модеме МЧМ2.3-DMT используются еще две производные от $y_{2,1}(t)$, т.е. $y_{2,2}(t)$ и $y_{2,3}(t)$, спектры которых превышают полосу частот ФБ8 по уровню ослабления – 20 дБ. Для предотвращения этого увеличим длительность ОФС2 до величины $T_m = 1.8$ мс. При этом скорость импульсов уменьшится до величины $V_m = 1/T_m = 1/1.8 = 0.556$ кГц.

Пример ОФС2 с тремя попарно ортогональными сигналами приведен на рисунке 4.3. На рисунке 4.4 показаны спектры соседних каналов, разнесенных на поднесущие частоты $F_{dsl} = 4.3125$ кГц.

**Рисунок 4.3** – Формы ОФС2 в ЦСП с МЧМ2.3-DMT**Рисунок 4.4** – Спектры ОФС2 в ЦСП с МЧМ2.3-DMT и разносом каналов по частоте на $F_{dsl} = 4.3125$ кГц

Как следует из этих рисунков, при использовании канальных фильтров Баттерворта восьмого порядка (синие графики), скорость спада амплитудного спектра ОФС

третьего сигнала $y_{2,3}(t)$ существенно больше скорости спада АЧХ ФБ8. При этом по сравнению со спектром ОФС1 (рис. 2.20) спектр ОФС2 более компактен (рис. 4.4). При этом реальный уровень МКИ соседних каналов с ОФС2 составляет – 50 дБ, что является приемлемой величиной при использовании ОФС2 в технологиях 5G и выше.

Из рисунка 4.3 находим значение пик-фактора для ОФС2, приходящееся в среднем на один сигнал: $\pi_{E,2} = \frac{1.5^2 \cdot 1.8}{0.947 \cdot 3} = 1.426$.

Учитывая теперь скорректированную скорость следования ОФС2 $V_m = 0.556$ кГц и граничную частоту ФБ8 $F_\gamma = 1.55$ кГц, находим коэффициент

$$c_{\gamma,3}^* = V_m / F_\gamma = 0.556 / 1.55 = 0.3587, \quad (4.1)$$

входящий в показатель спектральной эффективности модема МЧМ2.3-DMT и определяемый по формуле, эквивалентной формуле (2.46) для МЧМ1.3-DMT,

$$\eta_{F,3}^* = 6 \frac{c_{\gamma,3}^*}{\delta_{p,\gamma}} \lg M. \quad (4.2)$$

Результаты расчета [16] спектрально-энергетической эффективности модема МЧМ2.3-DMT, представлены в таблице 4.2

Таблица 4.2 – Спектрально-энергетическая эффективность модема МЧМ2.3-DMT

M	2	4	8	16	32	64	128	Примечание
$\eta_{E,3}$ (дБ)	5.668	9.475	13.79	18.472	23.41	28.529	33.779	(2.516)
$\eta_{F,3}$ (бит/с·Гц)	1.6149	3.2299	4.8448	6.4597	8.0747	9.6896	11.3046	(4.2)

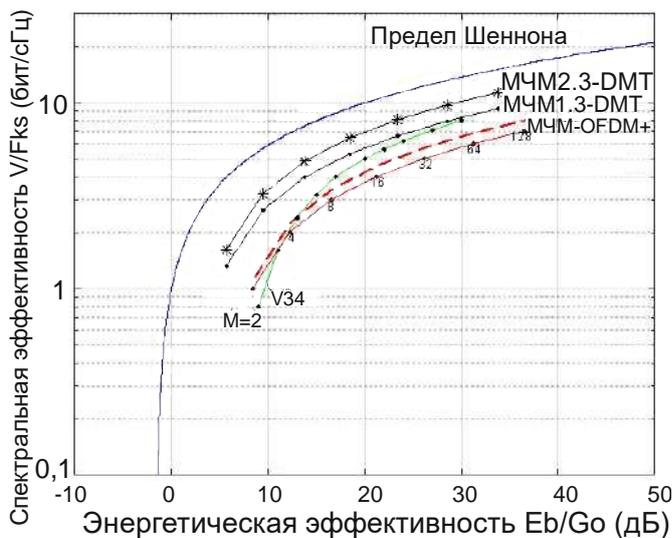


Рисунок 4.5 – Спектрально-энергетическая эффективность модемов при $p_{dop} = 10^{-4}$

На рисунке 4.5 с учетом таблиц 2.2,2.3 и 4.2 при $p_{dop} = 10^{-4}$ приведены данные спектрально-энергетической эффективности разработанных модемов МЧМ1.3-DMT и МЧМ2.3-DMT.

На этом же рисунке приведены аналогичные данные для известных стандартных модемов V.34 и МЧМ-OFDM. Здесь штриховая зависимость характеризует эффективность модемов, альтернативных МЧМ-OFDM.

Анализ полученных результатов показывает [15], что при изменении значности M цифровых данных от 2 до 128 спектральная эффективность нового модема МЧМ2.3-DMT изменяется, соответственно, от 1.6149 до 11.3046 (бит/с·Гц).

Это, по сравнению с модемом МЧМ-OFDM и его альтернативным вариантам, определяет выигрыш разработанного модема, составляющий от 0.4649 (бит/с·Гц) или 28.79% до 3.3046 или 29.2323%.

Применение ОФС2 в модеме МЧМ2.3-DMT обеспечивает отсутствие МСИ в откликах канальных ФБ [6] и позволяет обеспечить пик-фактор группового сигнала, сравнимый с МЧМ-OFDM. При этом уровень МКИ уменьшается до -50 дБ для ФБ8 (рис. 4.4).

4.2. Оценка влияния характеристик канала связи на помехоустойчивость модемов МЧМ-DMT

В ЦСП двоичных сообщений, построенных на основе модемов МЧМ-DMT с ОФС1 и ОФС2, предполагалось, что моделью канала прямой связи является фильтр с постоянной АЧХ, а помехоустойчивость модема оценивалась только по отношению к аддитивному белому гауссовскому шуму (АБГШ). В реальной ситуации АЧХ и ФЧХ КС не идеальны и являются частотно зависимыми. Это приводит к тому, что помехоустойчивость передачи в каждом из каналов модема с МЧМ-DMT не является равнозначной. При этом с увеличением неравномерности АЧХ и ФЧХ КС средняя вероятность ошибочного приема увеличивается. Для подтверждения данного утверждения рассмотрим для примера соотношение (2.49а), характеризующее помехоустойчивость модема МЧМ1.3-DMT; оно с учетом неравномерности амплитуд АЧХ КС представляется в виде [6, 85]

$$P_{b,KAM,n} = \frac{1}{\text{ld} M_{KAM}} \left\{ 1 - \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{KAM}}} \right) \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{G_0} \frac{3 \text{ld} M_{KAM} k_E (V_s) A_n^2}{2(M_{KAM} - 1) \hat{A}_n^2}} \right) \right]^2 \right\}, \quad (4.3)$$

где $A_n = A(f_n)$, $n = \overline{1, N}$, - значения АЧХ КС на центральных частотах индивидуальных каналов модема (рис. 2.1), \hat{A}_n^2 - их оценки, E_b - энергия, приходящаяся на один бит пе-

редаваемых данных [6], G_0 - односторонняя спектральная плотность мощности АБГШ, $\text{erfc}(x)$ - функция ошибки, k_E - коэффициент передачи по энергии.

Зависимости (4.3) для случая, когда АЧХ КС, благодаря полученным по каналу обратной связи оценок амплитуд $\hat{A}_n = A_n$, полностью выровнена, иллюстрируют потенциальную помехоустойчивость многочастотного модема и приведены на рисунке 2.23.

Если в модеме корректировка АЧХ не проводится, его помехоустойчивость снижается соизмеримо с показателем неравномерности АЧХ [85].

Для примера, в виде модели НЧЭ АЧХ канала связи примем соотношение:

$$A_n(k) = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_n / f_k)^2}}.$$

Выбирая $f_n = nF_\gamma$, $n = \overline{0, N-1}$, $N = 8$, и $f_k = kF_\gamma$, $k = 1, 2, \dots$, итоговые значения АЧХ примем в виде: $A_n(k) = \frac{1}{\sqrt{1 + b_k n^2}}$, $n = \overline{0, 7}$, $k = 1, 2, \dots$, где $b_k = 1/k^2$ - показатель неравномерности АЧХ, значения которого продемонстрированы во второй строке таблицы 4.3.

Таблица 4.3 – Показатель неравномерности модели НЧЭ АЧХ КС, $hdB = 10$ дБ

k	1	2	3	4	5	6	7	8
b_k	1	0.25	0.111	0.062	0.04	0.028	0.02	0.016
$p_{b,КАМ}(k)$	$1.08 \cdot 10^{-1}$	$3.50 \cdot 10^{-2}$	$1.10 \cdot 10^{-2}$	$3.59 \cdot 10^{-3}$	$1.29 \cdot 10^{-3}$	$5.25 \cdot 10^{-4}$	$2.46 \cdot 10^{-4}$	$1.32 \cdot 10^{-4}$

Подставляя значения амплитуд $A_n(k)$ в (4.3) и фиксируя параметр b_k , находим среднее значение вероятности ошибки на бит в многочастотном модеме с ОФС при $M_{КАМ} = 2 \times 2$

$$p_{b,КАМ}(k) = \frac{1}{2N} \sum_{n=1}^N \left\{ 1 - \left[1 - 0.5 \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{G_0} \frac{15}{16(1 + b_k n^2)}} \right) \right]^2 \right\}, k = 1, 2, \dots \quad (4.4)$$

Графики зависимости (4.4) для различных b_k приведены на рисунке 4.6 [85].

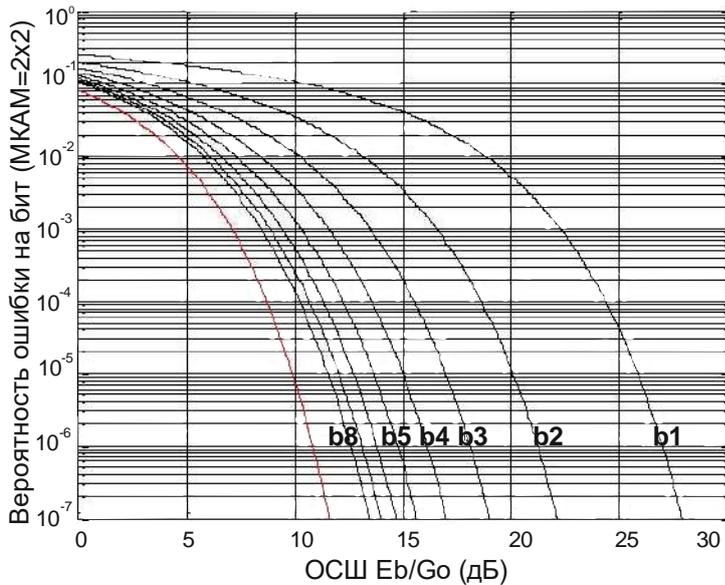


Рис. 4.6 – Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ для сигналов с $M_{КАМ} = 2 \times 2$ при различных показателях неравномерности АЧХ КС

Из данных таблицы 4.3 следует, что при возрастании b_k от $b_8 = 0.0156$ до $b_1 = 1$, средняя вероятность ошибки растёт (помехоустойчивость снижается) с $1.318 \cdot 10^{-4}$ до $1.084 \cdot 10^{-1}$.

Следовательно, чтобы увеличить помехозащищенность [6] МЧМ-DMT модема или уменьшить среднюю вероятность ошибки, необходимой является задача выравнивания характеристик КС на основе оценки параметров его АЧХ и ФЧХ.

Этим вопросам посвящены следующие разделы данного раздела. Результаты расчетов основаны на работе [10] с участием автора.

4.3. Рекуррентная оценка параметров реального канала связи на основе оптимальной полигармонической фильтрации

Для синтеза адаптивного модема требуется постоянно отслеживать состояние используемого КС. Состояние частотно-ограниченного КС в зависимости от его модели характеризуется различными параметрами, такими как граничная частота, либо его характеристиками, такими как импульсная реакция, АЧХ, ФЧХ. Поскольку реальные КС

Из графиков рисунка 4.6 видно, что при увеличении показателя неравномерности АЧХ от b_8 до b_1 средняя вероятность ошибки резко увеличивается, что при фиксированном ОСШ приводит к существенному уменьшению помехоустойчивости модемов МЧМ-DMT с ОФС.

Например, в третьей строке таблицы 4.3 приведены расчеты зависимости $p_{b,КАМ}(k)$ от показателя неравномерности $b_k, k = \overline{1,8}$, при фиксированном ОСШ, например, равном 10 дБ.

нестационарны и содержат различного вида шумы, то для адаптации модема необходимо в демодуляторе решать задачи оптимальной фильтрации или оценки параметров [1, 26, 55, 92, 93]. Рассмотрим задачу оптимальной оценки параметров для одной модели гауссовского КС (ГКС).

4.3.1. Полигармоническая модель гауссовского канала связи

Полагаем, что в многоканальной ЦСП с МЧМ в режиме вхождения в связь в ГКС подается полигармонический сигнал с заданными амплитудами и начальными фазами [53, 59]. Тогда отклик ГКС принимает вид

$$s(t) = \sum_{n=0}^N A_{n,t} \cos(2\pi f_n t - \phi_{n,t}) + \zeta(t), \quad f_n = f_0 + F_n, \quad F_n = n2F_p, \quad (4.5)$$

где $A_{n,t}, \phi_{n,t}, n = \overline{0, N}$, - амплитуды и начальные фазы колебаний, определяемые АЧХ и ФЧХ нестационарного ГКС, $\zeta(t)$ - АБГШ.

Применяя, например, к $s(t)$ когерентное детектирование с опорным колебанием $u_0(t) = 2\cos(2\pi f_0 t)$ или любой метод преобразования частоты [6] из области верхних в область нижних частот, приходим к НЧЭ $s_0(t)$ вида [10, 85]

$$s_0(t) = \sum_{n=0}^N A_{n,t} \cos(2\pi F_n t - \phi_{n,t}) + \xi(t) = 0.5c_0 + \sum_{n=1}^N c_{n,t} \cos(2\pi F_n t) + s_{n,t} \sin(2\pi F_n t) + \xi(t), \quad (4.6)$$

где $c_0 = 2A_0, c_n = A_n \cos \phi_n, s_n = A_n \sin \phi_n$.

Переходя от конечного тригонометрического к экспоненциальному ряду, а также рассматривая сигнал $s_0(t)$ в дискретном времени $t_k = k\Delta t$, получаем

$$s_k = \sum_{n=-N/2}^{N/2} \underline{c}_{n,k} \exp\left(j \frac{2\pi 2F_p}{f_d} nk\right) + \xi_k = \sum_{n=0}^N \underline{c}_{n,k} W_N^{nk} + \xi_k, \quad W_N = e^{j \frac{2\pi}{N}}, \quad N = f_d / 2F_p, \quad k = \overline{0, N}. \quad (4.7)$$

Здесь $f_d = 1/\Delta t$ - частота дискретизации, W_N - дискретная экспоненциальная функция, \underline{c}_n - комплексные значения передаточной функции КС, где $\underline{c}_{n,k} = c_{n,k} - js_{n,k}, n > 0, \underline{c}_{n,k} = c_{n,k} + js_{n,k}, n < 0, \{\xi_k\}$ - выборка значений гауссовского шума с дисперсией σ_ξ^2 .

Используя векторно-матричные представления [79,92], соотношение (4.7) приводится к следующему виду

$$\mathbf{s}_l = \mathbf{W}\mathbf{c}_l + \boldsymbol{\xi}_l, l = 1, 2, \dots, \quad (4.8)$$

где $\mathbf{s}_l = (s_{l,0}, s_{l,1}, \dots, s_{l,N})^T$, $\mathbf{c}_l = (c_{l,0}, c_{l,1}, \dots, c_{l,N})^T$, $\boldsymbol{\xi}_l = (\xi_{l,0}, \xi_{l,1}, \dots, \xi_{l,N})^T$ - векторы, соответственно, сигнала, комплексных параметров КС и шума наблюдения, $\mathbf{W} = [W_N^{nk}]$, $n, k = \overline{0, N}$ - матрица Фурье.

Умножая левую и правую части соотношения (4.8) на транспонированную комплексно-сопряженную матрицу \mathbf{W}^{*T} и учитывая условие её ортогональности, представим (4.8) к следующему виду

$$\mathbf{z}_l = \mathbf{c}_l + \boldsymbol{\eta}_l, \quad (4.9)$$

где $\mathbf{z}_l = \mathbf{W}^{*T}\mathbf{s}_l$, $\boldsymbol{\eta}_l = \mathbf{W}^{*T}\boldsymbol{\xi}_l$ - преобразованные комплексные векторы сигнала и шума.

Матрица корреляции шума наблюдения $\boldsymbol{\eta}_l$ приводится к следующему виду: $\mathbf{R}_{\boldsymbol{\eta}} = \mathbf{M}\boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\eta}^{*T} = \mathbf{M}\mathbf{W}^{*T}\boldsymbol{\xi}_l\boldsymbol{\xi}_l^T\mathbf{W} = \mathbf{W}^{*T}\mathbf{R}_{\boldsymbol{\xi}}\mathbf{W} = \sigma_{\boldsymbol{\xi}}^2\mathbf{I}$.

Для решения задачи оценки параметров КС наряду с уравнением наблюдения (4.9) введем модель состояния КС [6]. Полагая, что \mathbf{c}_l - векторный процесс Винера, получаем

$$\mathbf{c}_l = \mathbf{c}_{l-1} + \boldsymbol{\zeta}_l, \quad l = 1, 2, \dots \quad (4.10)$$

где $\boldsymbol{\zeta}_l$ - шум модели с параметрами: $\mathbf{M}\boldsymbol{\zeta}_l = 0$, $\mathbf{M}\boldsymbol{\zeta}_l\boldsymbol{\zeta}_l^T = \sigma_{\boldsymbol{\zeta}}^2\mathbf{I}$, $\mathbf{M}\boldsymbol{\zeta}_l\boldsymbol{\eta}_i^T = 0$.

Соотношения (4.8) ÷ (4.10) определяют модель гауссовского канала связи в пространстве состояний [69].

4.3.2. Оптимальная оценка параметров полигармонической модели гауссовского канала связи

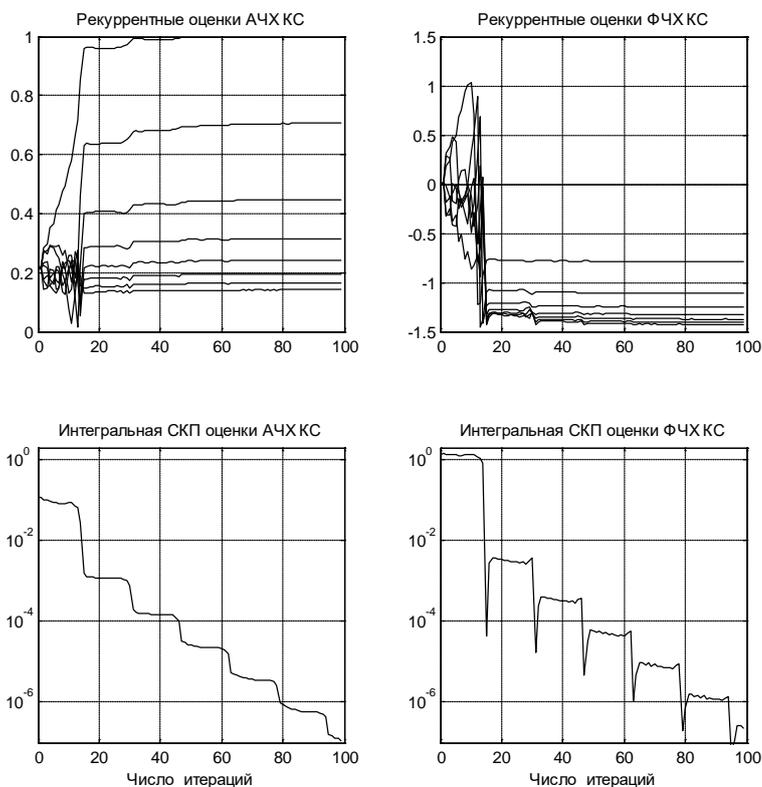
На основе уравнений наблюдения (4.9) и состояния (4.10) с учетом некоррелированности компонент вектора $\boldsymbol{\eta}_l$, воспользуемся известным алгоритмом фильтрации Калмана [92] для получения оценок компонент вектора $\mathbf{c}_l = (c_{l,0}, c_{l,1}, \dots, c_{l,N})^T$ полигармонической модели ГКС [6, 10]:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{c}}_{n,l} &= \hat{\underline{c}}_{n,l-1} + \underline{h}_{n,l}(\underline{z}_{n,l} - \hat{\underline{c}}_{n,l-1}), \quad \underline{h}_{n,l} = V_{n,l} / (V_{n,l} + \sigma_{\xi}^2), \\ V_{n,l} &= D_{n,l-1} + \sigma_{\xi}^2, \quad D_{n,l} = V_{n,l} - \underline{h}_{n,l}V_{n,l}, \quad n = \overline{0, N}, \quad l = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (4.11)$$

В (4.11) $D_{n,l}$ - априорная дисперсия погрешности фильтрации, $V_{n,l}$ - апостериорная дисперсия погрешности фильтрации, $\underline{h}_{n,l}$ - коэффициент усиления фильтра Калмана по n -ой компоненте. Работа фильтра начинается при условиях: $\hat{\underline{c}}_{n,0} = 0$, $D_{n,0} = \sigma_{\xi}^2$.

По оценкам комплексных величин $\hat{\underline{c}}_{n,l}$ вычисляются оценки амплитуд $\hat{A}_{n,l} = |\hat{\underline{c}}_{n,l}|$ АЧХ и фаз $\hat{\varphi}_{n,l} = \arg \hat{\underline{c}}_{n,l}$ ФЧХ в соотношении (4.5).

4.3.3. Результаты экспериментальной оценки АЧХ и ФЧХ ГКС



Результаты проверки работоспособности метода рекуррентной оценки параметров ГКС по известному полигармоническому сигналу получены в [10] с использованием системы MATLAB и иллюстрируются на рисунке 4.7.

Рисунок 4.7 – Результаты экспериментального исследования алгоритма рекуррентной оценки параметров полигармонической модели ГКС

Здесь, согласно алгоритму (4.11), приведены графики рекуррентных оценок амплитуд $\{\hat{A}_{n,k}\}$ (график верхний слева) и фаз $\{\hat{\phi}_{n,k}\}$ (график верхний справа) при нулевом ОСШ $hdB = 0$ дБ и $\sigma_\eta^2 = 0,01$.

На нижних графиках приведены данные [6] текущих интегральных среднеквадратических отклонений (СКО) оценок амплитуд и фаз от их априорных значений, определяемых следующим образом:

$$skoA_k = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} (\hat{A}_{n,k} - A_n)^2, \quad sko\phi_k = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} (\hat{\phi}_{n,k} - \phi_n)^2, \quad k = \overline{0, K-1},$$

где $L = 100$ - число итераций.

В качестве модели НЧЭ КС выбран фильтр первого порядка с комплексным коэффициентом передачи вида: $K(j\omega) = 1 / (1 + j\omega / \omega_\gamma) = A(\omega) \exp[-\phi(\omega)]$,

где $A(\omega) = 1 / \sqrt{1 + (\omega / \omega_\gamma)^2}$ - АЧХ, а $\phi(\omega) = \arctg(\omega / \omega_\gamma)$ - ФЧХ НЧЭ модели КС, $\omega_\gamma = 2\pi F_\gamma$.

Для цифровой реализации выбрано $N = 8$ каналов, на частотах $f_n = nF_\gamma, n = \overline{0, N-1}$.

Значения оцениваемых амплитуд и фаз модели НЧЭ КС приведены в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Оцениваемые параметры НЧЭ модели ГКС

n	0	1	2	3	4	5	6	7
A_n	1	0.70711	0.44721	0.31623	0.24254	0.19612	0.16440	0.14142
ϕ_n	0	-0.7854	-1.1071	-1.2490	-1.3258	-1.3734	-1.4056	-1.4289

В качестве тестового сигнала на входе НЧЭ КС использовался полигармонический сигнал следующего вида: $z_k = \sum_{n=0}^{N-1} \cos(\pi nk / N), k = 0, 1, 2, \dots$

Тогда отклик модели ГКС равен: $z_k^* = z_k + \xi_k = \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cos(\pi nk / N - \phi_n) + \xi_k$.

В качестве шумового сигнала моделировался [6] некоррелированный гауссовский шум со средней мощностью P_ξ . Наблюдаемый на приеме сигнал характеризуется отношением сигнал/шум (ОСШ), выбранный равным $hdB = 10 \lg P_z / P_\xi = 0$ дБ, где P_z - мощность сигнала.

Результаты оценивания параметров из таблицы 4.4 показаны на рисунке 4.7.

4.4. Структура адаптивной ЦСП с многочастотной модуляцией и оптимальными финитными сигналами, максимизирующих средние значения откликов канальных фильтров Баттерворта

4.4.1. Структурная схема ЦСП с МЧМ2.3-DMT

Структурная схема цифровой системы передачи [16] с МЧМ2.3-DMT, построенная на основе ОФС2 с тремя взаимно-ортогональными компонентами, приведена на рисунке 4.8. Данная схема построена на основе работы [10].

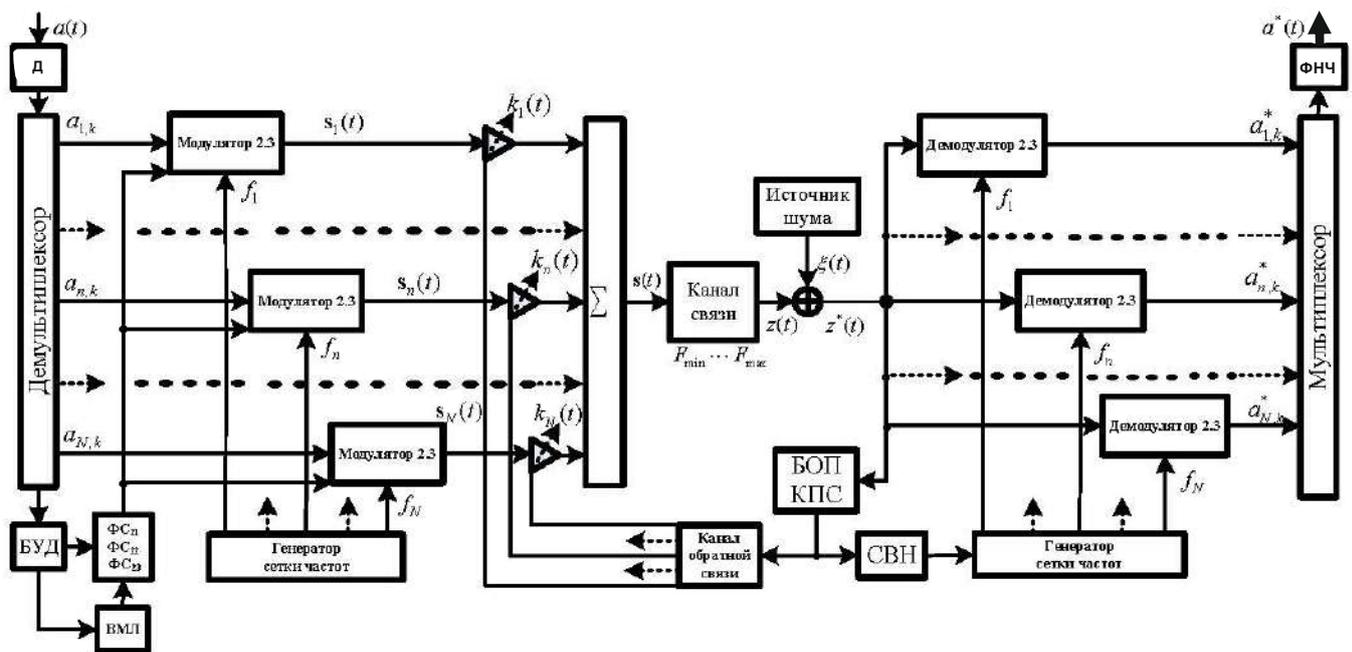


Рисунок 4.8 – Структурная схема адаптивной ЦСП с модемами МЧМ2.3-DMT

Здесь введены следующие обозначения: Д – дискретизатор, БУД – блок установки длительности T_s ОФС2, ВМЛ – вычислитель множителей Лагранжа $\mu_l, l = \overline{0, p-1}$, ФС₂₁:ФС₂₂:ФС₂₃ – блок формирования [10] трех компонент ОФС2: $y_{2,1}(t), y_{2,2}(t), y_{2,3}(t)$, БОП КПС – блок оценки параметров канала прямой связи, СВН – схема восстановления несущей, ФНЧ – фильтр нижних частот.

Структуры модулятора 2.3 и демодулятора 2.3 [10] приведены на рисунке 4.1.

Особенность данной структуры состоит:

- 1) в использовании новых, синтезированных в разделе 3 финитных сигналов ОФС2 с повышенной спектрально-энергетической эффективностью (рис. 4.5);
- 2) в применении новой структуры многочастотного модема МЧМ2.3-DMT (рис.4.1);
- 3) в применении на приеме блока оценки параметров (БОП) частотно-ограниченного ГКС с целью компенсации, вносимых КС амплитудных и фазовых искажений [10,16].

Процесс многочастотной модуляции/демодуляции сообщения $a(t)$ в схеме на рис. 4.8 состоит в следующем.

В модуляторах ЦСП двоичное сообщение [6] $a(t)$ с длительностью бита T_b , представляющее собой «быстрый» поток прямоугольных импульсов разной полярности (± 1), в демультимплексоре преобразуется в N_{DMT} «медленных» импульсных потоков $a_{n,k} = a_n(t_k = k\Delta t)$, $n = \overline{1, N_{DMT}}$, $k = 0, 1, 2, \dots$, где Δt - интервал дискретизации в АЦП, $T = N_{DMT} T_b$ - длительностью импульсов, N_{DMT} - число узкополосных каналов.

В каждом из каналов модулятора 2.3 (рис. 4.1) формируются: вначале 12 более «медленных» с амплитудной манипуляцией (АМ) потока, затем 6 потоков квадратурной амплитудной манипуляции (КАМ). Более подробная работа модуляторов МЧМ-DMT приведена в разделе 2.3.4 (см. рис. 2.19).

После суммирования [10] взаимно ортогональных компонент и умножения их на гармонические квадратурные колебания разных частот, вырабатываемые генератором сетки частот, на выходе каждого канала модулятора формируются узкополосные финитные сигналы ОФС2 с КАМ, символьная длительность которых равна:

$$T_s = 6N_{DMT}T_b \cdot \text{ld}M_{КАМ}. \quad (4.12)$$

С учетом коэффициентов передачи $k_n(t)$, $n = \overline{1, N_{DMT}}$, в каждом из каналов, сумма сигналов с КАМ, определяет двумерный сигнал на выходе модулятора МЧМ2.3-DMT

$$\dot{s}(t) = \sum_{n=1}^{N_{DMT}} k_n(t)[\dot{s}_{n,1}(t), \dot{s}_{n,2}(t)], \quad t \in 2T_s. \quad (4.13)$$

Данный сигнал поступает в канал связи, отклик которого определяется сверткой

$$\dot{s}^*(t) = \int_0^\infty h(t, \tau)\dot{s}(t - \tau)d\tau + \zeta(t). \quad (4.14)$$

В демодуляторах ЦСП, наблюдаемый [10] на приеме сигнал $\dot{s}^*(t)$, поступает одновременно на N_{DMT} каналов. В каждом из них осуществляется последовательно/параллельное преобразование (рис. 4.1) двумерного наблюдаемого сигнала $\dot{s}^*(t)$.

На выходе блока СВН по наблюдаемому с шумом сигналу [10] формируются опорные колебания: синфазное $\cos(2\pi f_n t + \phi_n)$ и квадратурное $\sin(2\pi f_n t + \phi_n)$. Предполагается, что СВН обеспечивает идеальную синхронизацию модемов приема.

Сигналы с выходов сумматоров демодуляторов (рис. 4.1) поступают далее на фильтры СФ₂₁; СФ₂₂; СФ₂₃, согласованные с ОФС2 $y_{2,1}(t)$, $y_{2,2}(t)$, $y_{2,3}(t)$. Отклики согласованных фильтров в моменты, кратные T_s , после разделения действительных и мнимых компонент [10] откликов СФ, поступают на блоки МПРУ, на выходах которых образуются оценки сигналов амплитудной манипуляции (АМ). На выходах преобразователей АМ в двоичные символы *демодуляторов*2.3 восстанавливаются «медленные» импульсные потоки $a_{n,k} = a_n(t_k = k\Delta t)$, $n = \overline{1, N_{DMT}}$, $k = 0, 1, 2, \dots$ (рис. 4.1), которые на выходе мультиплексора объединяются в «быстрый» импульсный поток, а после фильтра нижних частот в сигнал $a^*(t)$, принимающий значения (± 1) , где $a^*(t)$ последовательность оценок сформированного на передаче двоичного сообщения $a(t)$.

4.4.2. Адаптация модема МЧМ2.3-DMT

В рассматриваемой ЦСП в каждом индивидуальном канале в блоках ФС₂₁; ФС₂₂; ФС₂₃ (рис. 4.1) формируются такие «медленные» финитные сигналы ОФС2, которые принципиально не содержат МСИ (см. раздел 3) на выходах канальных модемов. Однако, проходя далее по каналу прямой связи (КПС), ОФС2 искажаются из-за неравномерности его АЧХ и ФЧХ. Это подтверждается результатами, полученными в разделе 4.2.

Для устранения или компенсации этих искажений встает задача приспособления (адаптации) к изменяющейся статистике параметров КПС. Для этого на приеме в БОП КПС осуществляется оценка комплексного коэффициента передачи [6, 10]. В разделе 4.3 эта задача решена на основе рекуррентного (итерационного) метода наименьших квадратов для полигармонической модели тестового сигнала.

Показано, что при ОСШ в канале, равном 0 дБ, среднеквадратическая погрешность оценок амплитуд и фаз $A_n, \phi_n, n = \overline{1, N}$ (рис. 4.7) АЧХ и ФЧХ КПС составляет величину 10^{-4} при 50 итерациях, что при частоте дискретизации 8 кГц (для телефонного канала) требует 6.25 мс времени оценки состояния канала.

Оценки фаз $\{\hat{\phi}_n\}$ из блока БОП КПС через БВН поступают на управляющий вход генератора сетки частот демодулятора для их компенсации при работе МЧМ2.3 в режиме передачи информации [10]. Оценки амплитуд $\{\hat{A}_n\}$ из блока БОП КПС в режиме входящего в связь с передающим модемом по каналу обратной связи поступают на управляющие входы усилителей модемов 2.3 (рис. 4.1), коэффициенты усиления которых выбираются обратно пропорциональными оценкам амплитуд канала, т.е. $k_n = 1 / \hat{A}_n$ и подставляемых в соотношение (4.13).

Управление усилителями на передаче, а не на приеме приводит к выравниванию коэффициентов передачи КПС в частотной области и перераспределению величин ОСШ по каждому из каналов модема [10]. Это позволяет корректно после 50-ти итераций (или времени задержки $\tau_z = 6.25$ мс) оценивать спектрально-энергетическую эффективность модема МЧМ2.3-DMT (рис. 4.5).

4.5. Основные результаты и выводы по разделу 4

1. Впервые предложен алгоритм и разработана на его основе структурная схема нового модулятора/демодулятора в цифровой системе многочастотной передачи данных с повышенной спектрально-энергетической эффективностью на основе двумерной обработки оптимальных финитных сигналов второго вида, синтезированных по критерию максимума среднего значения отклика канального фильтра Баттерворта и не вызывающих межсимвольных искажений в гауссовском канале связи.

2. Впервые проведен теоретический анализ влияния неравномерности амплитудно-частотной характеристики канала связи на ухудшение помехоустойчивости модема с многочастотной модуляцией и оптимальными финитными сигналами, на основе

которого делается вывод о том, что для синтеза адаптивного модема с улучшенной спектрально-энергетической эффективностью требуется оценивать параметры и частотные характеристики канала связи в зашумленных условиях.

3. На основе полигармонической модели нестационарного частотно-ограниченного гауссовского канала связи с применением метода фильтрации Калмана решена задача рекуррентной оценки амплитуд и фаз передаточной функции канала. Экспериментально с использованием матричных вычислений в среде MATLAB подтверждена высокая точность получаемых оценок. Рекуррентные оценки выборочных амплитуд и фаз, получаемых на основе их полигармонической фильтрации, достигают своих истинных значений за 50 итераций (6,25 мс) со среднеквадратической погрешностью $5 \cdot 10^{-5}$ при ОСШ, равном 0 дБ.

4. Впервые, с учетом оценок параметров прямого канала связи, используемых как на передаче (в модуляторе) по каналу обратной связи, так и на приеме (в демодуляторе), разработана модель адаптивной многоканальной ЦСП с новым многочастотным модемом (МЧМ2.3-DMT) и новыми оптимальными финитными сигналами (ОФС2) с повышенной спектрально-энергетической эффективностью.

5. Впервые проведен теоретический анализ спектрально-энергетической эффективности нового модема с многочастотной модуляцией и узкополосными финитными сигналами второго вида. Данный модем при изменении ОСШ в канале связи от 9 до 30 дБ, по сравнению со стандартизированным модемом V.34, обеспечивает выигрыш в спектральной эффективности от 2.5 раз или на 60.5% до 1.7 раза или на 42.2%. Кроме того, разработанный модем с узкополосными поднесущими эффективнее модема с широкополосными поднесущими на основе OFDM. Так при изменении ОСШ от 8.6 дБ при $M_{КАМ} = 2 \times 2$ до 36 дБ при $M_{КАМ} = 128 \times 128$ новый модем эффективнее модема МЧМ-OFDM в 2.05 раза или на 51.18%. Кроме того, при различной значности цифровых данных выигрыш модема МЧМ2.3-DMT, по сравнению с модемом МЧМ-OFDM, по энергетической эффективности составляет 2.724 дБ или 32.46 % и при уровне внеполосных излучений, равного -50 дБ.

6. Реализация нового метода многочастотной передачи данных в цифровых телекоммуникационных системах позволит повысить их спектрально-энергетическую эффективность. Предложенный подход может быть использован как для организации высокоскоростной передачи данных по частотно-ограниченным каналам связи на основе новых проводных технологий стандарта xDSL, так и при использовании в беспроводных технологиях.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения диссертационной работы получены следующие основные результаты.

1. На основе известного метода синтеза оптимальных финитных сигналов первого вида (ОФС1), обеспечивающих максимум в центре символьного интервала отклика фильтра Баттерворта и не вызывающих межсимвольной интерференции в канале связи, впервые разработана и экспериментально исследована усовершенствованная структурная схема многочастотного когерентного модема МЧМ1.3-DMT в составе многоканальной системы передачи данных с узкополосными финитными сигналами первого вида и с повышенной спектральной эффективностью, обусловленной использованием в каждом канале не одного, но трех ОФС1. При различной значности цифровых данных выигрыш модема МЧМ1.3-DMT по сравнению с модемом МЧМ-OFDM по энергетической эффективности составляет 2.724 дБ или 32.46 %. Выигрыш по спектральной эффективности составляет 0.1589 (бит/с·Гц) или 13,7 %.

2. Впервые проведен не приближенный, а точный расчет спектрально-энергетической эффективности многочастотных модемов с узкополосными и широкополосными сигналами в условиях отсутствия линейных искажений, вносимых частотно-ограниченным каналом связи.

3. На основе решения вариационной задачи на условный экстремум проведен синтез новых, с повышенной спектрально-энергетической эффективностью, оптимальных финитных сигналов второго вида (ОФС2) по критерию максимума среднего значения отклика ФБ и не вызывающих межсимвольной интерференции в канале связи; впервые проведен расчет форм, спектров и множителей Лагранжа для ОФС2.

4. Впервые проведен сравнительный анализ форм, спектров и энергетических параметров ОФС1 и ОФС2, из которого следует, что энергетический выигрыш ОФС2 по сравнению с ОФС1 для различных порядков фильтра Баттерворта составляет от 2.74 до 0.14 дБ; для ФБ восьмого порядка получены следующие выигрыши: по коэффициенту передачи по энергии 2.1 %; по скорости передачи 10.04 %; по пик-фактору 40 %.

5. Впервые предложен алгоритм и разработана на его основе функциональная схема нового модулятора/демодулятора МЧМ2.3-DMT в цифровой системе многочастотной передачи данных с повышенной спектрально-энергетической эффективностью на основе двумерной обработки финитных сигналов второго вида, не вызывающих межсимвольных искажений в канале связи и синтезированных по критерию максимума среднего значения на символьном интервале. Данный модем при изменении ОСШ в канале связи от 9 до 30 дБ, по сравнению с модемом V.34, обеспечивает выигрыш в спектральной эффективности от 2.5 раз или на 60.5% до 1.7 раза или на 42.2%. Кроме того, при изменении ОСШ от 8.6 дБ при $M_{КАМ} = 2 \times 2$ до 36 дБ при $M_{КАМ} = 128 \times 128$ новый модем эффективнее модема МЧМ-OFDM в 2.05 раза или на 51.18%. Кроме того, при различной значности цифровых данных выигрыш модема МЧМ2.3-DMT, по сравнению с модемом МЧМ-OFDM, по энергетической эффективности составляет 2.724 дБ или 32.46 % при уровне внеполосных искажений, равного -50 дБ.

6. На основе полигармонической модели нестационарного частотно-ограниченного гауссовского канала связи с применением метода калмановской фильтрации решена задача рекуррентной оценки амплитуд и фаз передаточной функции канала; экспериментально показано, что рекуррентные оценки выборочных амплитуд и фаз, получаемых на основе их полигармонической фильтрации, достигают своих истинных значений за 50 итераций (6,25 мс) со среднеквадратической погрешностью $5 \cdot 10^{-5}$ при ОСШ, равном 0 дБ.

7. Впервые, с учетом оценок параметров прямого канала связи, передаваемых по каналу обратной связи, и используемых как на передаче (в модуляторе), так и на приеме (в демодуляторе), разработана адаптивная многоканальная цифровая система передачи с новым многочастотным модемом и новыми финитными сигналами второго вида с повышенной спектрально-энергетической эффективностью.

8. Все экспериментальные результаты получены на ПЭВМ в среде компьютерной системы проведения матричных вычислений - MatLab.

9. Реализация нового метода многочастотной передачи данных в цифровых телекоммуникационных системах позволит повысить их спектрально-энергетическую эффективность. Предложенный подход может быть использован для организации высокоскоростной передачи данных по частотно-ограниченным каналам связи на основе новых проводных технологий стандарта xDSL. Он может быть использован и при использовании в беспроводных технологиях.

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

АБГШ	Аддитивный белый гауссовский шум
АМ	Амплитудная манипуляция
АЧХ	Амплитудно – частотная характеристика
АЦП	Аналого-цифровой преобразователь
БПФ	Быстрое преобразование Фурье
ГКС	Гауссовский канал связи
ДС	Двоичное сообщение
ДАМ	Двоичная амплитудная модуляция
DMT	Discrete Multi Tone (дискретная мультитоновая модуляция)
ДФМ	Двоичная фазовая модуляция
ИПд	Индивидуальный передатчик
ИПр	Индивидуальный приемник
ИР	Импульсная реакция
КАМ	Квадратурная амплитудная модуляция
КПЕ	Коэффициент передачи по энергии
КС	Канал связи
КПС	Канал прямой связи
КФ	Канальная функция
МАМ	М-ичная амплитудная модуляция
МКИ	Межканальные искажения
МСИ	Межсимвольная интерференция (искажение)
МСП	Межсимвольная помеха
МФМ	М-ичная фазовая модуляция
МЧМ	Многочастотная модуляция
МЧМ- DMT	Многочастотная модуляция с узкополосными поднесущими
МЧМ- OFDM	Многочастотная модуляция с широкополосными поднесущими
МАВ	Максимум апостериорной вероятности
НЧЭ	Низкочастотный эквивалент

ОСКП	Относительная средне квадратичная погрешность
ОГСП	Система передачи с ортогональными гармоническими сигналами
ОСШ	Отношение сигнал/шум
ОФС	Оптимальный финитный сигнал
ОР	Оптимальный различитель
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (мультиплексирование с ортогональным частотным уплотнением)
ПП	Полоса пропускания
ПФ	Полосовой фильтр
ПиФ	Пик-фактор
ПЧ	Полоса частот
РУ	Решающее устройство приёмника
СВН	Схема восстановления несущей
СВТЧ	Схема восстановления тактовой частоты
СКО(П)	Средне квадратичное отклонение (погрешность)
СПМ	Спектр плотности мощности
СФ	Согласованный фильтр
СЭЭ	Спектрально-энергетическая эффективность
ФБ	Фильтр Баттерворта
ФС	Формирователь ОФС
ФФ	Формирующий фильтр
ФЧХ	Фазо-частотная характеристика
ФНЧ	Фильтр нижних частот
ЦСП	Цифровая система передачи

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аджемов, А.С. Общая теория связи. Учебник для вузов / А.С. Аджемов, В.Г. Санников. – М.: Горячая линия - Телеком, 2018. – 624 с.
2. Алёшинцев, А.В. Анализ проблем, возникающих при внедрении интеллектуальных зданий / А.В. Алёшинцев // НТК «Технологии информационного общества»: Труды Московского технического университета связи и информатики. – М.: «ИД Медиа Паблишер». - 2008. – Т.1. - С. 162-168.
3. Алёшинцев, А.В. Модель унифицированной системы контроля удаленным доступом / А.В. Алёшинцев // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. - 2011. - Т.11. - № 3. - С. 182-185.
4. Алёшинцев, А.В. Методы динамической маршрутизации по беспроводным системам при передаче сигналов и команд от одного узла другому / А.В. Алёшинцев // МАИ: Международный форум информатизации (МФИ-2011): Труды Конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы» - 30 ноября 2011 г. – М.: ООО «Информпресс-94». - 2011. - С. 215-216.
5. Алёшинцев, А.В. Эффективность цифрового когерентного модема оптимальных финитных сигналов, не вызывающих межсимвольной интерференции на выходе частотно-ограниченного радиоканала / А.В. Алёшинцев, Х.В. Герасименко, А.А. Корольков, В.Г. Санников // Доклады 17 Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» - DSPA-2015. – М.: РНТО РЭС им. А.С. Попова. - Том 1. – С. 261-265.
6. Алёшинцев, А.В. Многочастотный модем как один из основных элементов системы «Интеллектуальное здание» при удаленном управлении объектами / В. Г. Санников, А. В. Алешинцев // Т - Сопм: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Т. 9, – № 6. – С. 21-27.
7. Алёшинцев, А.В. Многочастотный модем с повышенной спектральной эффективностью / А.В. Алёшинцев, В.Г. Санников // Доклады IX Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» 23-25 ноября 2015. – М.: Издание JRE-ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – С. 61-65.

8. Алёшинцев, А.В. Математическое моделирование многочастотного модема с повышенной помехоустойчивостью / В. Г. Санников, А. В. Алешинцев // Т - Сопм: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Т. 10, № 7. – С. 52-57.

9. Алёшинцев, А.В. Синтез финитных сигналов, согласованных с характеристиками фильтра Баттерворта, по критерию максимума среднего значения его отклика / В. Г. Санников, А. В. Алешинцев // Доклады Международной научно-технической конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» - REDS-2016. – 2016. – Т. 6, № 4. – С. 477-481.

10. Алёшинцев, А.В. Структура и эффективность адаптивного многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами / В. Г. Санников, А. В. Алешинцев // Электросвязь. – 2016. – № 6. – С. 58-63.

11. Алёшинцев, А.В. Сравнительный анализ двух методов оптимальной передачи двоичных сигналов по частотно-ограниченному каналу связи / А.В. Алёшинцев, В.Г. Санников // Сборник статей XV Международной научно-практической конференции: «Актуальные проблемы науки XXI века» 31.10.2016. – М.: Международная исследовательская организация «COGNITIO», 2016. - С. 100-107.

12. Алёшинцев, А.В. Математическая модель демодулирующего блока модернизированного когерентного модема с повышенной эффективностью / А.В. Алёшинцев // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2017614689 от 26.04.2017.

13. Алёшинцев, А.В. Синтез оптимальных финитных сигналов с пониженным пик-фактором, не вызывающих межсимвольной интерференции на выходе фильтра Баттерворта с комплексно сопряженными полюсами / В. Г. Санников, А. В. Алешинцев // Технологии информационного общества : XI Международная отраслевая научно-техническая конференция: сборник трудов, Москва, 15–16 марта 2017 года. – Москва: ООО "Издательский дом Медиа паблишер", 2017. – С. 228-229.

14. Алёшинцев, А.В. Методы моделирования модемов, объединенных в сеть / А.В. Алёшинцев // Доклады Международного форума информатизации (МФИ-2017): Труды международной научно-технической конференции: «Телекоммуникационные и вычислительные системы», - 22 ноября 2017 г. - М.: Горячая линия - Телеком. - 2017. - С. 85-86.

15. Алёшинцев, А.В. Метод повышения спектральной эффективности когерентного модема с многочастотной модуляцией / А.В. Алёшинцев, В.Г. Санников // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. - 2018. – Т. 9, № 1. – С. 15-20.

16. Алёшинцев, А.В. Оптимизация структуры многочастотного модема / А. В. Алёшинцев // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. – 2021. - Том 15. - № 6. – С. 10 – 19.
17. Алёшинцев, А.В. Технологии МЧМ-DTM при реализации оконечного участка гибридной сети PON/XDSL / В. Г. Санников, А. Б. Семенов, А. В. Алёшинцев // Фотон-экспресс. – 2022. – № 5(181). – С. 6-9.
18. Альнувейни С. А. Разработка и исследование оптимальных и субоптимальных методов передачи финитных сигналов в частотно - ограниченных каналах связи [Электронный ресурс] / С. А. Альнувейни // Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. – 2012. - Режим доступа: URL: <https://tekhnosfera.com/razrabotka-i-issledovanie-optimalnyh-i-suboptimalnyh-metodov-peredachi-finitnyh-signalov-v-chastotno-ogranichennyh-kanala> (дата обращения: 14.03.2023).
19. Аверина, И.Е. Сравнительный анализ спектрально-эффективных сигналов с частотным мультиплексированием / И.Е. Аверина, О.К. Каменцев // Динамика систем, механизмов и машин. – 2018. – Том 6. - № 4. - С. 130-137.
20. Бакулин, М.Г. Технология OFDM. / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов // – М.: Горячая Линия – Телеком, 2016. – 352 с.
21. Балашов, В.А. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами / В.А. Балашов, П.П. Воробиенко, Л.М. Ляховецкий// – М.: Эко –Трендз, 2012. – 228 с.
22. Балашов, В.А. Сети и оборудование широкополосного доступа по технологии xDSL / В.А. Балашов, П.П. Воробиенко, А.Г. Лашко, Л.М. Ляховецкий // – Одесса.: Изд. Центр ОНАС им. А.С. Попова, 2010. – 208 с.
23. Бакулин, М.Г. Вопросы повышения спектральной эффективности систем связи: неортогональная передача / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.П. Шумов // ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ. - 2013. - № 4. – С. 55-64.
24. Бодров, О.А. Синтез фазо- и частотно-манипулированных сигналов в радиотехнических системах / О.А. Бодров // – М.: Горячая линия - Телеком, 2016.– 132 с.
25. Боккуцци, Дж. Обработка сигналов для беспроводной связи / Дж. Боккуцци // – М: Техносфера, 2012. – 130 с.
26. Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции / Г. Ван Трис // Пер. с англ. под ред. проф. В.И. Тихонова. - М.: Сов. Радио. 1972. - Том 1, -744 с., 1975 - Том 2, -343 с.

27. Венскаускас, К.К. Компенсация помех в судовых радиотехнических системах / К.К. Венскаускас // - Д.: Судостроение, 1989. - 264 с.
28. Вильховченко, С. Модемы (выбор, установка, настройка) и их бесплатные приложения / С. Вильховченко // – М.: АБФ, 1997. – 560 с.
29. Витерби, А.Д. Принципы цифровой связи и кодирования / А.Д. Витерби, Дж. К. Омура // Пер. с англ. под ред. К. Ш. Зигангирова. – М.: Радио и связь, 1982. – 535 с.
30. Витязев, В.В. Цифровая частотная селекция сигналов / В.В. Витязев // – М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.
31. Витязев, В.В. Методы анализа/синтеза сигналов в системах беспроводной связи со многими несущими / В.В. Витязев, А.А. Овчинников // ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. - 2013. - № 9. - С. 28-32.
32. Витязев, В.В. Метод синтеза группового сигнала в системах передачи данных с частотным уплотнением каналов / В.В. Витязев, П.Е. Никишкин // Доклады 17 Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» - DSPA-2015. – М.: РНТО РЭС им. А.С. Попова. -Том 1. – С. 131-135.
33. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович // - М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
34. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков // – М.: Эко -Трендз, 2005. – 392 с.
35. Ворожищев, И. В. Исследование устойчивости технологии многочастотной передачи с универсальной фильтрацией UFMC к частотным сдвигам в канале / И. В. Ворожищев, Г. С. Бочечка // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2017. – Т. 11, № 6. – С. 25-28.
36. Ворожищев, И. В. Сравнительный анализ использования технологий UFMC и OFDM в сетях 5G / И. В. Ворожищев, Г. С. Бочечка, В. О. Тихвинский // Электросвязь. – 2017. – № 11. – С. 18-23. (<https://elibrary.ru/item.asp?id=30459913>)
37. Гапанович, О.Ю. Перспективные технологии многостанционного доступа / О.Ю. Гапанович // Теория и практика современной науки. – 2018. - № 9 (39). – С. 21 – 31.
38. Герст, Г. Устранение интерференции между передаваемыми знаками с помощью формирования входного сигнала / Г. Герст, Даймонд // ТИИЭР. – 1961. - № 7. – с. 28-36.

39. Гитлиц, М.В. Теоретические основы многоканальной связи / М.В. Гитлиц, А.Ю. Лев // – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.
40. ГОСТ 26532-85. Устройства преобразования сигналов аппаратуры передачи данных для некоммутируемых каналов тональной частоты. - М.: Стандартинформ. 1985. – 20 с.
41. Градштейн, И.С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И.С. Градштейн, И.М. Рыжик // – М.: Наука, ГР ФМЛ, 1971. – 1108 с.
42. Громаков, Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи / Ю.А. Громаков // - М.: ЭКО - ТРЭНЗ, 1998. – 240 с.
43. Гельгор, А.Л. Повышение эффективности сигналов SEFDM путем использования RRC-импульсов в качестве формы спектра поднесущих / А.Л. Гельгор, А.Н. Горлов, Нгуэн Ван Фе // Доклады 19 Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» - DSPA-2017. – М.: РНТО РЭС им. А.С. Попова. - Том 1. – С. 36-40.
44. Ди Торо, М. Связь в средах с рассеянием по времени и частоте при использовании адаптивной компенсации / М. Ди Торо // ТИИЭР, 1968. -Т. 56. - № 10. - С. 15-45.
45. Егоров, В.В. Адаптивные корректирующие фильтры в рекурсивной форме / В.В. Егоров, М.Л. Маслаков, А.Н. Мингалев // Доклады VIII Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» 24-26 ноября 2014. – М.: Издание JRE-ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – С. 213-218.
46. Ефимов, А.Ф. Полоса для всех: конкурирующие технологии широкополосного доступа / А.Ф. Ефимов // Технологии и средства связи. – 2002. - № 3. – С. 17-26.
47. Журавлев, В.И. Методы модуляции-демодуляции радиосигналов в системах передачи цифровых сообщений / В.И. Журавлев, Н.П. Трусевич // - М.: МТУСИ, 2005.- 174 с.
48. Завьялов, С.В. О возможности увеличения длительности оптимальных сигналов в условиях сохранения символьной скорости передачи / С.В. Завьялов, А.С. Овсянникова // Доклады 19 Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» - DSPA-2017. – М.: РНТО РЭС им. А.С. Попова. - Том 1. – С. 56-61.
49. Зоткин, В.Б. Оптимизация системы сигналов для гауссовских каналов с межсимвольной интерференцией / В.Б. Зоткин, Д.Л. Коробков // Радиотехника. – 1985. - № 2. – С. 62 – 65.

50. Зяблов, В.В. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах / В.В. Зяблов, Д.Л. Коробков, С.Л. Портной // – М.: Радио и связь, 1991. – 288 с.

51. Ипатов, В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения [Электронный ресурс] / В. Ипатов // - М.: Техносфера, 2007. – 488 с. - Режим доступа: URL: <https://studfile.net/preview/3074351/page:3/> (Дата обращения: 11.03.2023.)

52. Калашников, К.С. Метод компенсации межканальной интерференции при использовании OFDM-сигналов в системах авиационной радиосвязи / К.С. Калашников, А.А. Федотов, Б. И. Шахтарин // Доклады IX Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» 23-25 ноября 2015. – М.: Издание JRE-ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – С. 162-166.

53. Кеннеди, Р. Каналы связи с замираниями и рассеянием / Р. Кеннеди // пер. с англ. под ред. И. А. Овсеевича. - М.: Сов. Радио, 1973. – 116 с.

54. Кислицын, А.Б. Формирование и прием спектрально-эффективных многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением на основе БПФ/ОБПФ уменьшенной размерности / А.Б. Кислицын, А.В. Рашич // Электромагнитные волны и электронные системы № 7, т. 19, 2014 - М.: ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2014. – 46-53 с.

55. Кириллов, Н.Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами / Н.Е. Кириллов // - М.: Связь, 1971. - 256 с.

56. Кловский, Д.Д. Инженерная реализация радиотехнических схем (в системах передачи дискретных сообщений в условиях межсимвольной интерференции) / Д.Д. Кловский, Б.И. Николаев // - М.: Связь, 1975. - 200 с.

57. Ключев, В.И. Измерение временных характеристик каналов связи в режиме передачи информации / В.И. Ключев, В.М. Соловьев // ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. - № 8. – 1972. – С. 35 – 38.

58. Ключев, В.И. Частотно-временные преобразования и прием дискретных сигналов в системах связи / В.И. Ключев // – М.: Радио и связь, 1990. – 208 с. (Статистическая теория связи. В.32).

59. Крейнделин, В.Б. Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи / В.Б. Крейнделин // – СПб: Линк, 2009. – 276 с.

60. Кузьмичев, Е. В. Разработка и исследование алгоритмов снижения пик-фактора сигналов с ортогональным частотным разделением / Е. В. Кузьмичев, Д. С. Ку-

кушкин // Вестник ЯрГУ. Серия Естественные и технические науки. - 2012. - №1, - С. 72–81.

61. Курицын, С.А. Методы адаптивной обработки сигналов передачи данных / С.А. Курицын // – М.: Радио и связь, 1988. – 144 с.

62. Лагутенко, О.И. Современные модемы / О.И. Лагутенко // – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2002. – 343 с.

63. Леньшин, А.В. Помехоустойчивость приема спектрально эффективных сигналов с неортогональным частотным уплотнением / А.В. Леньшин, Е.В. Шаталов // Телекоммуникации. – 2021. - № 7. – С. 18 – 25.

64. Макаров, С.Б. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания / С.Б. Макаров, И.А. Цикин // – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.

65. Макаров, С.Б. Применение алгоритма Витерби для повышения помехоустойчивости приема клиппированных сигналов с модуляцией на одной несущей / С.Б. Макаров, А.М. Марков // Доклады 16 Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» - DSPA-2014. – М.: РНТО РЭС им. А.С. Попова. - Том 1. – С. 105-109.

66. Макаров, С.Б. Оптимизация формы огибающей спектрально-эффективных многочастотных сигналов / С.Б. Макаров, С.В. Завьялов // Радиотехника. «Электромагнитные волны и электронные системы». – 2014. – Т. 19. - № 7. – С. 38 – 45.

67. Мардер, Н.С. Современные телекоммуникации / Н.С. Мардер // – М.: ИРИАС, 2006. –384 с.

68. Мартиросов, В.Е. Теория и техника приема дискретных сигналов / В.Е. Мартиросов // – М.: «Радиотехника», 2005. – 144 с.

69. Маригодов, В.К. Синтез оптимальных радиосистем с адаптивным предискажением и корректированием сигналов / В.К. Маригодов, Э.Ф. Бабуров // - М.: Радио и связь, 1985. – 268 с.

70. Невдяев, Л.М. Телекоммуникационные технологии / Л.М. Невдяев // – М.: МЦНТИ, ООО «Мобильные коммуникации. – 2002. – 592 с.

71. Нудельман, П.Я. О чувствительности многоканального модема с фильтрами в корреляторах к линейным искажениям передаточной функции канала / П.Я. Нудельман, Ю.Л. Павлюченко, А.М. Темесов // Труды институтов связи. - 1980. - С. 67-74.

72. Николаев, Б.И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью / Б.И. Николаев // – М.: Радио и связь, 1988. – 264 с.

73. Орховский, Р.И. Передача импульсных сигналов с амплитудной модуляцией через линейные системы / Р.И. Орховский // Радиотехника. – 1969. – Т. 24. – №11. – С. 5.

74. Орховский, Р.И. Коррекция формы импульса по коэффициенту передачи линейной системы // Р.И. Орховский // Радиотехника. – 1971. – Т. 26. – № 3. – С. 4.

75. Охапкина, Н.Б. Снижение пик-фактора сигналов с ортогональным частотным разделением на основе процедуры клиппирования / Н.Б. Охапкина, Д.С. Кукушкин // Вестник ЯрГУ. Серия Естественные и технические науки. - 2012. - №1. С. 64–71 (13130776).

76. Пахотин, В.А. Частотное уплотнение каналов связи на основе неортогональных сигналов / В.А. Пахотин, В.М. Анискевич // Цифровая обработка сигналов и ее применение. Сборник докладов 16-й Международной конференции. – М.: DSPA-2014. – Вып. XVI – С. 296-300.

77. Покаместов, Д.А. Концепция физического уровня систем связи пятого поколения / Д.А. Покаместов и др. // Известия вузов. Радиоэлектроника. - 2017. – Т. 60. - № 7.

78. Рашич, А.В. Итеративный прием многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением в каналах с замираниями / А.В. Рашич, С.В. Горбунов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. – 2019. – Т. 12. - № 4. - С. 58 - 71.

79. Ричард, Лайонс. Цифровая обработка сигналов / Лайонс Ричард // Второе издание. Пер с англ. - М.: ООО «Бином-Пресс», 2011. - 650 с.

80. Родионов, А.Ю. Многочастотные цифровые системы связи в условиях многолучевого распространения и их энергетическая эффективность / А.Ю. Родионов // Вестник ДВО РАН. - 2007. - №1. - С. 69 - 72.

81. Санников, В.Г. Синтез финитных сигналов Найквиста, согласованных с телефонным каналом связи / В.Г. Санников // ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. – 2012. – №5. –С. 9-12.

82. Санников, В.Г. Помехоустойчивость систем передачи оптимальных финитных сигналов по телефонному каналу связи / В.Г. Санников // ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. – 2013. – № 5. – С. 39-44.

83. Санников, В.Г. Адаптивный оптимальный интеллектуальный модем для системы цифровой телефонии / В.Г. Санников // ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. – 2014. – № 5. – С. 26-29.

84. Санников, В. Г. Метод оптимизации радиотелефонной связи / В. Г. Санников // Журнал радиоэлектроники. – 2014. – № 11. – С. 16.

85. Санников, В.Г. Интеллектуальный модем на основе многочастотной модуляции / В. Г. Санников // Журнал радиоэлектроники. – 2015. – № 1. – С. 2.

86. Санников, В.Г. Цифровая передача непрерывных сообщений на основе дифференциальной импульсно-кодовой модуляции: учебное пособие / В.Г. Санников // – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 98 с.

87. Санников, В. Г. Метод оптимальной передачи двоичных сообщений без межсимвольной интерференции с учетом пространственно-временного кодирования по Аламоути / В. Г. Санников, В. П. Волчков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. – 2019. – Т. 2, № 3. – С. 361-371.

88. Санников, В. Г. Цифровой когерентный модем с пространственно-временной передачей и приемом оптимальных финитных сигналов / В. Г. Санников, В. П. Волчков // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2019. – Т. 10, № 5. – С. 54-60.

89. Санников, В.Г. Когерентный МЧМ модем с неортогональным уплотнением оптимальных финитных сигналов КАМ / В.Г. Санников, А.В. Алёшинцев // Материалы 75 международной научной конференции: «Стратегии устойчивого развития мировой науки». Москва, Россия, 27–28 мая 2021 г. – М.: Редакция Евразийского Научного Объединения «ЕНО», 2021. – С. 45-50.

90. Санников, В.Г. Метод повышения спектрально-энергетической эффективности когерентного МЧМ модема с оптимальными финитными сигналами КАМ / В.Г. Санников, А.В. Алёшинцев // Наука в современном информационном обществе: XXVII Международная научно-практическая конференция, North Charleston, 09–10 ноября 2021 г. / НИЦ «Академический». – Morrisville: LuluPress, Inc., 2021. – С. 82-88.

91. Санников, В.Г. Синтез оптимальных финитных сигналов для фильтров Баттерворта / В.Г. Санников, А.В. Алёшинцев // Доклады 24 Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение - DSPA-2022». Выпуск: XXIV. Секция № 3. – М.: РНТО РЭС им. А.С. Попова, 2022. – С. 141-146.

92. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр // пер. с англ. – М.: ИД «Вильямс», 2003. – 1104 с.

93. Тамм, Ю.А. Адаптивная коррекция сигнала ПД / Ю.А. Тамм// - М.: Связь, 1978. -144 с.

94. Тихвинский, В.О. Сети мобильной связи LTE. Технологии и архитектура / В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, А.Б. Юрчу // – М.: Эко - Трендз, 2010. – 284 с.

95. Трифонов, П.В. Адаптивная передача в многопользовательских многочастотных системах вещания / П.В. Трифонов // Информационно-управляющие системы. - 2005. - Т.1. - № 14. – С. 41-45.

96. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / К. Феер // Пер. с англ. под ред. В.И. Журавлева. - М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
97. Форни, Г.Д. Алгоритм Витерби / Г.Д. Форни // ТИИЭР. - 1973. - Т. 61, - № 3. - С. 12-25.
98. Шеннон, К.Э. Работы по теории информации и кибернетике / К.Э. Шеннон // пер. с англ. под ред. Р.А. Добрушина, О.В. Лупанова. - М.: ИЛ, 1963. – 830 с.
99. Шлома, А.М. О решении операторных уравнений при неполной информации / А.М. Шлома // Журнал вычислительной математики и математической физики. - 1996. - Т. 36, - № 3. - С. 15-27.
100. Ямпольский, Э.М. Вариационные принципы согласования сигналов с каналом связи / Э.М. Ямпольский // – М.: Радио и связь, 1987. – 136 с.
101. Akhtman, J. Peak-to-Average Power Ratio Reduction for FDM Modems / J. Akhtman, B.Z. Bobrovsky, L. Hanzo // Dept. of ECS., Univ. of Southampton, Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual. - 2003. - Vol. 2. - P. 1188–1192.
102. Andersen, J. B. Sample-whitened matched filters / J. B. Andersen // IEEE Trans. – 1973. – Vol. IT-19, - № 5. – P. 653-660.
103. Baronkin, V.M. Frequency Estimation in Slowly Fading Multipath Channels / V.M. Baronkin, Y.V. Zakharov, T.C. Tozer // IEEE Transactions on Communications, November 2002. - Vol. 50, - No. 11. - P. 1848-1859.
104. Bellami, C. John. Digital Telephony. Third Edition / C. John Bellami. – New York.: JOHN WILEY & SONS, INC., 2004. – 640 p.
105. Benvenuto, N. Communication Systems. Fundamentals and Design Methods / N. Benvenuto, R. Corvaja, T. Erseghe, N. Laurenti. – Jon Wiley & Sons, 2007. – 516 p.
106. Chang, R.W. Synthesis of Band Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission / R.W. Chang // Bell Syst. Tech. J. - Vol. 45 Dec. -1966. - P. 1775-1796.
107. Douillard, C. Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization / C. Douillard , M. Jezequel , C. Berrou // Eur. Trans. Telecommun. -1995. -V. 6. -№ 5. - P. 507–511.
108. Hu, F. Opportunities in 5G Networks: A Research and Development Perspective / Fei Hu. – CRC Press, 2016. – 556 p.

109. Falconer, D.D. Adaptive Channel Memory Truncation for Maximum Likelihood Sequence Estimation / D.D. Falconer, F.R. Magee // BSTJ. – 1973. – Vol. 52, - N 9. - P. 541-562.
110. Forney, G.D. Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference / G.D. Forney // IEEE Trans. - 1972. - V. IT-18, - N 3. - P. 363-378.
111. Galdino, J.F. Analytical Performance of the LMS Algorithm on the Estimation of Wide Sense Stationary Channels / J.F. Galdino, E.L. Pinto, M.S. de Alencar // IEEE Transactions on Communications, June 2004. - Vol. 52. - No. 6. - P. 982-991.
112. Kanaras, I. Analysis of Sub-optimum detection techniques for a bandwidth efficient multi-carrier communication system / I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues and I. Darwazeh // Proceedings of the Cranfield Multi-Strand Conference, Cranfield University, May 2009, - P. 505–510.
113. Kubo, H. An Adaptive Maximum-Likelihood Sequence Estimator for Fast Time-Varying Intersymbol Interference Channels / H. Kubo, K. Murakami, T. Fujino // IEEE Transactions on Communications, February/March/April 1994. - Vol. – 42. -No. 2/3/4. - P. 1872-1880.
114. Krongold, B.S. PAR Reduction in OFDM via Active Constellation Extension / B.S. Krongold and D.L. Jones // IEEE Trans. Broadcasting. - 2003. - Vol. 49. - N 3. - P. 258-268.
115. Lei, Wang. PAPR Reduction of OFDM Signals Using Deliberate Clipping and Prescrambling Technique / Wang Lei, Cho Kyongkuk, Yoon Dongweon, S. K. Park // International Conference on Communications, Circuits and Systems Proceedings. - 2006. - Vol. 2. - P. 1124–1127.
116. Leon, W.S. Steady-State Tracking Analysis of the RLS Algorithm for Time-Varying Channels: A General State-Space Approach / W.S. Leon, D.P. Taylor // IEEE Communications Letters, May 2003. - Vol. 7. - No. 5. - P. 236 -238
117. Lindbom, L. Tracking of Time-Varying Mobile Radio Channels - Part II: A Case Study / L. Lindbom, A. Ahlen, M. Sternad, M. Falkenstrom // IEEE Transactions on Communications, January 2002. - Vol. 50. - No. 1. - P. 156-167.
118. Lucky, R.W. Principles of data communication / R.W. Lucky, J. Salz, F.J. Weldon // Bell Telephone Laboratories. – Vc. Craw-Hill, 1968. – 433 p.
119. Mazo, J.E. « Faster-than-Nyquist signaling» / J.E. Mazo // Bell Syst. Tech. J., Vol.54. Oct. 1975. – P. 1451-1462.

120. Mercian, Anu. Upstream Polling Protocols for Flow Control in PON/xDSL Hybrid Access Networks / Anu Mercian, Elliot I. Gurrola, Frank Aurzada, Michael P. McGarry, Martin Reisslein // IEEE Transactions on Communications, July 2016. - Vol. 64, - № 7. - P. 2971-2984.
121. Mustam, S.M. Impact of twisting rate in 10 pairs of unshielded twisted-pair copper cables on insertion loss and crosstalk coupling for g.fast technology / S.M. Mustam, M.A. Ilyas, M.S.M. Yazed, C.K. Alam // Bulletin of Electrical Engineering and Informatics, 2020. - T. 9. - № 2. - P. 669-675.
122. Nyquist, H. Certain topics in telegraph transmission theory / H. Nyquist // Trans. AIEE, 1928. - V. 47. - P. 617-664.
123. Omid, M.J. Parallel Structures for Joint Channel Estimation and Data Detection over Fading Channels / M.J. Omid, P.G. Gulak, S. Pasupathy // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, December 1998. - Vol. 16. - No. 9. - P. 1616-1629.
124. Perez-Fontan, F. Modeling the Wireless Propagation Channel. A Simulation Approach with MATLAB / F Perez-Fontan and P. Espineira Marino // Wiley Series on Wireless Communications and Mobile Computing. John Wiley & Sons. Ltd, 2008. – 268 p.
125. Rohling, H. OFDM: concepts for future communication systems / H. Rohling. - Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2011. - 266 p.
126. Rodionov, A.U. Squaring modulator with high spectral efficiency. Designing in Matlab 6.0 / A.U. Rodionov // Fifth International Young Scholars Forum of the Asia-Pacific Region Countries, FESTU. - 2003. - P. 63-65.
127. Salzberg, B.R. Performance of an efficient parallel data transmission system / B.R. Salzberg // IEEE Trans. Comm. Dec.1967. - Vol. COM-15. - P. 805-813.
128. Sharif, M. On the peak-to-average power of OFDM signals based on oversampling / M. Sharif, M. Gharavi-Alkhansad and B.H. Khalaj // IEEE Trans. Comm. - 2003. - Vol. 51. - P. 72-78.
129. Schidman, D. A. Generalized Nyquist Criterion and Optimum Linear Receiver for Pulse Modulation System / D. A. Schidman. – BSTJ. - 1967. – Vol. 46. - № 6. – P. 1121-1130.
130. Schaich, F. Waveform contenders for 5G – OFDM vs. FBMC vs. UFMC / F. Schaich, T. Wild // IEEE International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP). - 2014. - P. 457–460.

131. Ungerboeck, G. Nonlinear Equalization of Binary Signals in Gaussian Noise / G. Ungerboeck // IEEE Transactions on communication technology. - December 1971. - Vol. COM-19. - No. 6. - P. 1128-1137.
132. Fettweis, G. GFDM - generalized frequency division multiplexing / G. Fettweis, M. Krondorf, S Bittner // Paper presented at the IEEE 69th vehicular technology conference, Hilton Diagonal Mar (Barcelona, Spain, 26–29 April 2009), pp. 1–4.
133. Forney, D.D. Maximum-likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the presence of Intersymbol interference / D.D. Forney // IEEE Trans. – 1972. – Vol. IT-18. - № 3. – P. 363-378.
134. Foshini, C. J. Optimization of two-dimensional signal constellations in the presence of Gaussian noise / C. J. Foshini, R.O. Gitlin, S.B. Weinstein // IEEE Trans. – 1974. – Vol. S-22. - № 1. – P. 28-38.
135. Vaidis, T. Block Adaptive Techniques for Channel Identification and Data Demodulation Over Band-Limited Channels / T. Vaidis, C.L. Weber // IEEE Transactions on Communications, February 1998. - Vol. 46 - No. 2. - P. 232-243.
136. Viswanathan, H. A Frequency Offset Estimation Technique for Frequency-Selective Fading Channels / H. Viswanathan, R. Krishnamoorthy // IEEE Communications Letters, April 2001.- Vol. 5. - No. 4. - P. 166-168.
137. Wang, X. Wireless Communication Systems. Advanced Techniques for Signal Reception / X. Wang and V.H. Poor. – Prentice-Hall.: Upper Saddle River, NJ, 2004. – 400 p.
138. Wang, L. An Overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM systems / L. Wang, C. Tellambura // Signal Processing and Information Technology, 2006 IEEE International Symposium on, Aug. 2006, - P. 840–845.
139. Wisam, F. Al-Azzo. Adaptive Square-Rooting Companding Technique for PAPR Reduction in OFDM Systems / F. Al-Azzo Wisam, Mohd. Ali. Borhanuddin // World Academy of Science, Engineering and Technology 75, 2011. - T. 9. - № 11. - P. 2356–2358.
140. Wilkinson, T. Minimisation of the peak to mean envelope power ratio of multi-carrier transmission schemes by block coding / T. Wilkinson, E. Jones // Proceedings VTC'95, Chicago, IL. -1995. - P. 25-28.
141. Yunzheng, T. A Survey: Several technologies of non-orthogonal transmission for 5G / T. Yunzheng et al. // China communications. – 2015. – V. 12. - № 10. – P. 1 – 15.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1



А К Т

о внедрении результатов диссертационной работы Алёшинцева А.В. на тему:
"Разработка и исследование метода многочастотной передачи данных по полосно-ограниченному каналу связи на основе синтеза оптимальных финитных сигналов", представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научно-техническая комиссия в составе: заместителя директора АО «Нейроком», к.т.н. Юрова А.П. и руководителя ИТ-отдела, к.ф.м.н. Бонч-Бруевича В.В., констатирует, что научные результаты кандидатской диссертации, полученные Алёшинцевым А.В., соответствуют направлению работ нашего предприятия.

Комиссия установила, что в ходе выполнения договора о творческом содружестве АО «Нейроком» и МГУСИ от 01 января 2015 г. по теме: **«Разработка и исследование многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами, не вызывающими межсимвольной интерференции на выходе телефонного канала связи»** (научный руководитель - Санников В.Г., ответственный исполнитель – Алёшинцев А.В.), при организации и выполнении «Концепции развития телекоммуникационных услуг на период до 2020 года» были использованы следующие результаты диссертационной работы:

- метод синтеза финитных во времени сигналов с пониженным пик-фактором, оптимальных по критерию максимума среднего значения отклика полосового фильтра многочастотного модема и не вызывающих межсимвольной интерференции при последовательной передаче цифровых данных;
- исследован новый вариант многочастотного модема с повышенной спектральной эффективностью, сравнимый с лучшими стандартными модемами, реализованными на основе OFDM;
- разработаны программные средства в среде MATLAB при реализации нового модема.

Предложенный метод оптимальной модуляции/демодуляции может быть использован в коммутируемой телефонной сети общего пользования для повышения ее спектрально-энергетической эффективности.

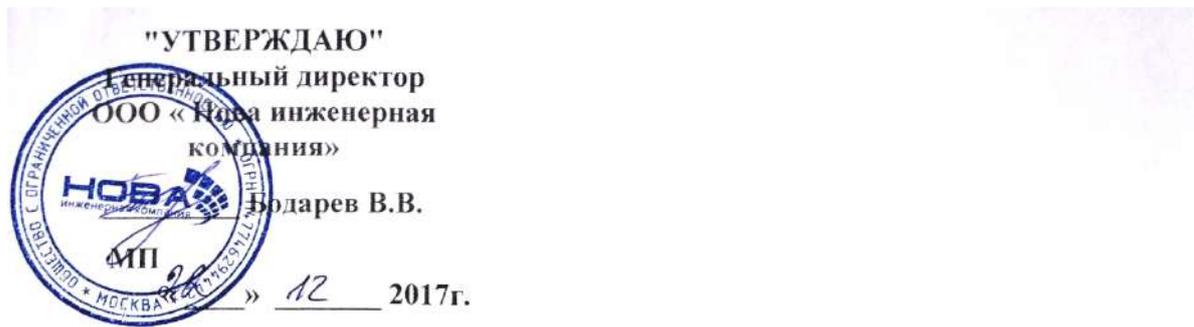
Председатель комиссии:
 Заместитель директора
 ЗАО «Нейроком», к.т.н.

Юров А.П.

Члены комиссии:
 Руководитель ИТ-отдела, к.ф.м.н.

Бонч-Бруевич В.В.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2



А К Т

о внедрении результатов диссертационной работы Алёшинцева А.В. на тему:
"Разработка и исследование метода многочастотной передачи данных по полосо-ограниченному каналу связи на основе синтеза оптимальных финитных сигналов ", представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научно-техническая комиссия в составе: заместителя генерального директора ООО «Нова инженерная компания», Селезнёва Н.В. и технического директора ООО «Нова инженерная компания», Журавлева М.О. констатирует, что научные результаты кандидатской диссертации, полученные Алёшинцевым А.В., соответствуют направлению работ нашего предприятия.

Комиссия установила, что в ходе выполнения договора о творческом содружестве ООО «Нова инженерная компания» и МТУСИ от 01 января 2015 г. по теме: **«Разработка и исследование многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами, не вызывающими межсимвольной интерференции на выходе телефонного канала связи»** (научный руководитель - Санников В.Г., ответственный исполнитель – Алёшинцев А.В.), при организации и выполнении «Концепции развития телекоммуникационных услуг на период до 2020 года» были использованы следующие результаты диссертационной работы:

- Сравнительный анализ по помехоустойчивости различных методов синтеза оптимальных финитных сигналов не вызывающих межсимвольной интерференции на выходе узкополосных фильтров Баттерворта в составе многочастотного модема;
- Разработан и исследован новый вариант многочастотного модема с помехоустойчивостью, превышающей помехоустойчивость стандартного модема V.34;
- разработаны программные средства в среде MATLAB при реализации нового модема.

Разработанный модем может быть использован в коммутируемой телефонной сети общего пользования для повышения ее спектрально-энергетической эффективности.

Председатель комиссии:
Заместитель генерального директора
ООО «Нова инженерная компания»



Селезнёв Н.В.

Члены комиссии:
Технический директор
ООО «Нова инженерная компания»



Журавлев М.О.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3



об использовании результатов диссертационной работы
Алёшинцева Андрея Владимировича
на тему: «Разработка методов повышения эффективности систем передачи данных
с многочастотной модуляцией на основе оптимизации формы финитных сигналов»
в учебном процессе университета

Мы, нижеподписавшиеся, декан факультета к.т.н., доц. Иевлев О. П., заведующий кафедрой МКиИТ, профессор, д.т.н. М. В. Яшина, профессор кафедры МКиИТ, д.т.н. Е.Н. Турута, составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Алёшинцева А. В. внедрены в учебный процесс на кафедре МКиИТ в форме:

- учебно-методических рекомендаций по Разработке приложения диагностики ошибок при передаче сообщений по технологии «клиент-сервер»;
- включения в рабочие программы таких дисциплин, как «Вычислительная техника и информационные технологии» по направлению подготовки бакалавров 11.03.02 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи и «Проектирование информационных систем», вопросов синтеза оптимальных сигналов и устройств их обработки для компенсации межсимвольной интерференции и оценки потенциальной помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений;
- постановки практической работы по дисциплине «Проектирование информационных систем» по направлению 09.03.02 – Информационные системы и технологии, с включением вопроса по изучению особенностей передачи дискретных сообщений, сигналов после воздействия шума с проверкой количества ошибок, возникающих при шуме.

Эффективность внедрения выражается в улучшении качества подготовки студентов в области исследования блоков модуляции - демодуляции модернизированного когерентного модема, оптимального финитного сигнала, а так же канальной функции и ее производных с визуализацией модулей, не прибегая к техническим разработкам.

Декан факультета к.т.н., доц.

О. П. Иевлев

Зав. кафедрой, профессор, д.т.н.

М. В. Яшина.

Профессор кафедры, д.т.н.

Е.Н. Турута

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ
№ 2017614689

**Математическая модель демодулирующего блока
модернизированного когерентного модема с повышенной
эффективностью**

Правообладатель: *Ордена Трудового Красного Знамени федеральное
государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Московский технический университет
связи и информатики» (МТУСИ) (RU)*

Автор: *Алёшинцев Андрей Владимирович (RU)*

Заявка № **2016663257**
Дата поступления **05 декабря 2016 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **26 апреля 2017 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности



Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев