Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения»

На правах рукописи

Крячко Михаил Александрович

МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИЙ КРАВЧЕНКО-РВАЧЕВА И ОБОБЩЕННЫХ АТОМАРНЫХ ВЕЙВЛЕТОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Специальность: 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций (отрасль наук – технические)

диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
Бестугин Александр Роальдович
доктор технических наук, профессор

Санкт-Петербург – 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ 4
1. МЕТОДЫ СИНТЕЗА СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ, ОСНОВАННЫХ НА ПРИМЕНЕНИИ АТОМАРНЫХ ФУНКЦИЙ КРАВЧЕНКО-РВАЧЕВА 12
1.2. Методы построения спектрально-эффективных сигналов 19
1.2.1 Анализ многоканальных систем передачи информации, использующих спектрально-эффективные сигналы 19
1.2.2. Общий подход к построению спектрально-эффективных сигналов 29
1.3. Основы теории применения атомарных функций Кравченко-Рвачева для построения спектрально-эффективных сигналов 33
1.4. Численный метод нахождения атомарных функций Кравченко-Рвачева 36
Выводы по разделу 1 38
2.1. Принципы построения устройств формирования спектрально-эффективных сигналов 40
2.2. Способы технической реализации устройств формирования спектрально-эффективных сигналов 45
2.3. Методы приема спектрально-эффективных сигналов 52
2.4. Способы технической реализации супергетеродинных приемных устройств спектрально-эффективных сигналов 57
Выводы по разделу 2 69
3. МЕТОДИКА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБОБЩЕННЫМИ АТОМАРНЫМИ ВЕЙВЛЕТАМИ 70
3.1. Аналитическое представление случайной последовательности сигналов атомарными функциями Кравченко-Рвачева 70
3.2. Спектральные характеристики случайных последовательностей на основе атомарных функций Кравченко-Рвачева 80
3.2.1. Прямой метод формирования 80
3.2.2. Квадратурный метод формирования. 84
3.3. Обобщенные атомарные вейвлеты в задачах обработки сигналов и изображений 87
Выводы по разделу 3 95

4. ПРИМЕНЕНИЕ ОБОБЩЕННЫХ АТОМАРНЫХ ВЕЙВЛЕТОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С УПРАВЛЯЕМЫМ КАЧЕСТВОМ ОЦЕНКИ ПОТЕРЬ 97
4.1. Обощенные атомарные вейвлеты в задачах обработки цифровых изображений 97
4.2. Особенности формирования и выбора базовых вейвлет функций для обработки сигналов и цифровых изображений 106
4.3. Декодирование данных радиоголограмм спутниковых снимков 108
4.4. Методы оценки эффективности вейвлет преобразования сигналов ... 114
4.4.1. Исследование методов выбора базовых вейвлет функций и оценка их эффективности 116
4.4.2. Оценка эффективности анализа и обработки сигналов на основе энтропии Шеннона..... 117
4.4.3. Исследование оптимизационного метода обработки сигналов и изображений на основе критерия оценки коэффициента корреляции. 122
4.4.4. Анализ эффективности обработки сигналов и изображений на основе информационных критериев 124
Выводы по разделу 4 134
ЗАКЛЮЧЕНИЕ 138
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ..... 140
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. 141
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. 150
ПРИЛОЖЕНИЕ 3. 158
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ 169
СПИСОК НАУЧНЫХ ПУБЛИКАЦИЙ, В КОТОРЫХ ИЗЛОЖЕНЫ ОСНОВНЫЕ НАУЧНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ДИССЕРТАЦИИ 179

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Актуальным направлением развития современных телекоммуникационных и компьютерных систем является анализ, обработка, хранение и передача информации, представленной с помощью различных типов сигналов. Однако для анализа, синтеза и обработки сигналов, частота которых изменяется во времени, обычный спектр является преимущественно малоинформативным. Учитывая это, широкое распространение получили методы время-частотного представления сигналов, самые распространенные из которых используют вейвлет преобразование [1, 2, 24, 27, 28, 46, 63, 77].

Алгоритмы дискретного вейвлет преобразования нашли широкое применение при анализе тонкой структуры сигналов и изображений в компьютеризированных системах диагностирования и контроля параметров процессов и сред, для компрессии и очистки от шума в специализированных компьютерных системах, что особенно актуально в таких областях науки и техники как телекоммуникации, радиотехника, энергетика, связь, геофизика, медицина и др. [42, 43, 51, 61, 72, 78, 87, 97, 104].

При этом эффективность представления сигналов в маловолновой области, их анализ и обработка существенно зависят от выбора базовых функций, которые при этом используются. Эффективный выбор таких функций обеспечивает необходимую точность аппроксимации информативных сигналов во время-частотной области, позволяет реализовать качественную декомпозицию и сосредоточить энергию сигнала в небольшом количестве значимых ненулевых коэффициентов [87].

На сегодняшний день процедура выбора базовых (материнских) вейвлет функций недостаточно исследована и в большинстве случаев происходит необоснованно. В подавляющем большинстве, при выборе материнской функции, учитываются такие характеристики, как размер носителя, количество нулевых моментов, а также их гладкость.

Однако, указанные свойства предоставляют лишь математическое описание базовых вейвлет функций, которое не позволяет получить явных рекомендаций по их практическому применению для анализа, синтеза и обработки различных типов сигналов. Поэтому, с целью поиска оптимальных вейвлет функций в современной технике обработки сигналов используются подходы, в основе которых лежат энергетические, корреляционные и информационные критерии [83, 88, 99, 100, 107-109].

Рассмотренные в данной работе новые подходы к выбору оптимальных маловолновых функций базируются на достижениях многих мировых ученых, в частности: М. Викергойзера [106], И. Добеши [80-82], Д. Донохо [84, 85], Р. Койфмана [75], Макаричева В.А., С. Маллата [41, 93, 94], Й. Мейера [95], Ч. Чуи [77, 78] и др. Весомый вклад в развитие теоретических и прикладных основ время-частотного представления сигналов внесли также отечественные авторы: Астафьева Н.М., Бехтин Ю.С., Ватолин Д.С., Кравченко В.Ф., Пустовойт В. И., Рвачев В.Л., Сидоренко М.С., Чуриков Д. В., Дворников С.В. и др.

Теоретические исследования и практическое применение существующих подходов к выбору оптимальных вейвлет функций для соответствующих типов сигналов проводились в таких областях, как телекоммуникации, медицинская диагностика, биомедицинская инженерия, вибродиагностика, дефектоскопия, ультразвуковая диагностика, энергетика и системная инженерия. Однако, в настоящее время не существует никаких обобщенных рекомендаций и практических подходов для выбора материнских функций для широкого круга сигналов.

Проблема обработки цифровых изображений имеет большое значение. Одним из аспектов является сжатие данных, сопровождающееся потерями качества изображений. Сжатие изображений имеет свои особенности. Одна из них заключается в том, что человеческий глаз является лучшим критерием для оценки качества обработки. Используя алгоритмы сжатия с потерями, можно

добиться значительного сокращения ресурсов при незаметных или почти незаметных изменениях исходного изображения. Во многих случаях эффективность алгоритма сжатия данных с потерей качества зависит от особенностей применяемых математических инструментов. В последней половине двадцатого века появились новые инструменты аппроксимации, такие, как атомарные функции, например, функции Кравченко-Рвачева и обобщенные атомарные вейвлеты. Причиной тому послужила невозможность решить различные инженерные задачи с помощью классических математических подходов. Применение данного подхода позволила разработать механизм контроля и управления потерей качества изображений. На кафедре радиотехнических и оптоэлектронных комплексов ГУАП разработаны методы синтеза спектрально-эффективных сигналов и обработки цифровых изображений на основе атомарных функций Кравченко-Рвачева и обобщенных атомарных вейвлетов.

Для оценки качества обработки сигналов и цифровых изображений применен механизм контроля потери качества, основанный на использовании поперечника А.Н. Колмогорова, который обеспечивает возможность получения допустимой степени искажений.

Учитывая это, актуальной является научная задача определения эффективности существующих и поиска новых методов и алгоритмов эффективного выбора базовых вейвлет функций для сигналов и изображений, инструментарием анализа, синтеза и обработки которых является вейвлет преобразование.

Цель и задачи работы. Цель работы заключается в разработке спектрально-эффективных сигналов на основе атомарных функций Кравченко-Рвачева, которые бы обеспечивали высокую точность представления и быстродействие преобразования сигналов во время-частотной области и позволяли бы сосредоточить энергию сигнала в небольшом количестве значимых коэффициентов и обработки изображений с

учетом механизма контроля потерь качества. Для достижения поставленной цели в работе необходимо решить следующие основные задачи:

- провести анализ способов построения и разработать методику численного решения задачи нахождения форм спектрально-эффективных сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией, в том числе и сигналов с межсимвольной интерференцией на основе атомарных функций Кравченко-Рвачева;

- разработать принципы построения, а также методы формирования и алгоритмы приема полученных новых спектрально-эффективных сигналов;

- осуществить анализ и выбрать способы и средства обработки цифровых изображений на основе обобщенных вейвлетов;

- исследовать эффективность предложенных способов, алгоритмов и критериев выбора материнских функций;

- провести компьютерное моделирование алгоритмов обработки сигналов и изображений.

Объект исследования - процессы преобразования и обработки непериодических одномерных сигналов и изображений.

Предмет исследования - методы преобразования и обработки цифровых сигналов и изображений с использованием кратно-масштабного анализа.

Методология и методы исследования – функциональный анализ, кратно-масштабный анализ, теория синтеза сигналов, методы цифровой обработки сигналов, методы математического анализа, конструктивный анализ, теория аппроксимаций, математический аппарат статистической радиотехники, теория вероятностей, методы оптимизации, математическое и компьютерное моделирование.

Научная новизна. Разработан способ многокритериальной оптимизации выбора обобщенных вейвлет функций для обработки одномерных непериодических сигналов, который в отличие от известных

базируется на основе аппарата нечеткой логики, что позволило повысить эффективность выбора обобщенных вейвлет функций. Предложено и обосновано использование универсального индекса качества сигнала как нового критерия выбора базовых вейвлет функций, который в отличие от известных позволяет осуществлять выбор обобщенных вейвлет функций на основе совокупности оценок коррелированности, изменения среднего значения и динамического диапазона обрабатываемого сигнала, что позволило повысить качественные характеристики вейвлет преобразования в процессе очистки сигналов от шума.

Теоретическая значимость. Получили дальнейшее развитие: способы и устройства синтеза спектрально-эффективных сигналов на основе атомарных функций Кравченко-Рвачева, способы обработки цифровых изображений на основе обобщенных вейвлет функций, способ оценки качества обработки цифровых изображений. Метод оценки эффективности выбора материнских функций по критерию соотношения энергии вейвлет коэффициентов и энтропии распределения энергии Шеннона, который отличается от известных использованием соотношения нормы энергии коэффициентов аппроксимации к энтропии детальных коэффициентов; по критерию оценки коэффициента взаимной корреляции, который в отличие от существующего использует взаимную корреляцию между анализируемым сигналом и вейвлет коэффициентами; по информационному критерию, который отличается от известных использованием соотношения взаимной информации к относительной энтропии анализируемого сигнала, что позволило сосредоточить энергию сигнала в небольшом количестве значимых коэффициентов, обеспечить необходимую точность аппроксимации и наиболее полное представление сигналов во время-частотной области.

Практическое значение полученных результатов. Разработаны новые и усовершенствованы существующие методы и алгоритмы эффективного выбора обобщенных вейвлет функций, которые могут быть использованы для

разработки и усовершенствования аппаратно-программных средств обработки сигналов в специализированных компьютерных системах, компьютеризированных системах диагностирования и контроля параметров процессов и сред, системах для измерения параметров случайных процессов и полей, системах идентификации сигналов, системах автоматического контроля технологических процессов и др., что позволит повысить эффективность обработки сигналов, в том числе изображений и видеосигналов, учитывая повышение быстродействия передачи таких сигналов и качественного их преобразования во время-частотной области.

Полученные практические результаты заключаются в том, что

- разработанная модель многокритериальной оптимизации выбора базовых маловолновых функций позволяет решить проблему неоднозначности выбора оптимальной маловолновой функции и повысить эффективность представления сигналов в маловолновой области, их анализ и обработку;

- разработаны и усовершенствованы методы с использованием энергетических, корреляционных и информационных критериев повысили эффективность выбора базовых функций как во временной, так и во время-частотной областях;

- разработанный метод с использованием генетического алгоритма и универсального индекса качества сигнала обеспечивает возможность уменьшения уровня шума в сигнале в пределах 4-10 % по сравнению с методом оптимизации на основе оценки среднеквадратичной погрешности.

- использование метода выбора материнской функции на основе информационного критерия позволяет повысить точность реконструкции сигнала на 15-20% по сравнению с использованием энергетического и корреляционного критериев.

Положения, выносимые на защиту.

1. Метод построения спектрально-эффективных сигналов на основе атомарных функций Кравченко-Рвачева, отличающийся увеличением скорости вычислений и обеспечении требуемой точности построения огибающей сигналов с заданной крутизной ее спада.

2. Методика обработки новых спектрально-эффективных сигналов, имеющих сложные законы изменения амплитуды колебания, в отличие от известных, с заданной скоростью спада спектра вне занимаемой полосы при высокой концентрации энергии внутри занимаемой полосы частот и обладающей повышенной помехоустойчивостью.

3. Методика обработки цифровых изображений, основанная на обобщенных атомарных вейвлетах, отличающаяся наличием механизма контроля потерь качества изображений на основе равномерной метрики, определяемой максимальным абсолютным отклонением, основанной на использовании понятия поперечника А.Н. Колмогорова, среднеквадратичной метрики и отношения пикового сигнала к шуму.

4. Научно-технические предложения по реализации обработки и сжатия изображений, в базисах обобщенных вейвлетов, в трактах формирования и обработки телекоммуникационных систем с учетом показателей качества.

Степень достоверности и апробация результатов. Достоверность полученных в работе результатов определяется использованием апробированных методов теоретического анализа и эксперимента, а также согласованностью теоретических расчетов с результатами компьютерного моделирования и экспериментов. Результаты, представленные в диссертационной работе, доложены и обсуждены на следующих всероссийских и международных конференциях: Всероссийской научно-технической конференции: «Информационная безопасность - актуальная проблема современности. Совершенствование образовательных технологий подготовки специалистов в области информационной безопасности», г.

Краснодар, 2013-2025; Международной конференции «Professional Search in the Modern World», St. Petersburg, Russia, 2014; International Conference for young researchers «Wave Electronics and its application in information and telecommunication systems» St. Petersburg, Russia, 2020-2025. Также полученные результаты обсуждены на научных семинарах кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов ГУАП, 2018-2025.

Публикации. Основные результаты диссертации изложены в 18 статьях и материалах конференций, из которых 10 статей опубликованы в изданиях, включенных в перечень ВАК, (3 из них без соавторов) и 8 работ – в сборниках трудов и тезисов конференций (2 из них без соавторов), 12 патентах на изобретение, 4 свидетельствах о регистрации программ.

Структура и объем диссертационной работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, приложения и списка литературы. Объем составляет 183 страницы, 57 рисунков, список цитируемой литературы включает 118 позиций.

1. МЕТОДЫ СИНТЕЗА СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ, ОСНОВАННЫХ НА ПРИМЕНЕНИИ АТОМАРНЫХ ФУНКЦИЙ КРАВЧЕНКО-РВАЧЕВА

В связи с интенсивным развитием радиотехнических средств передачи дискретных сообщений ощущается нехватка спектральных ресурсов, возрастает количество объемов передаваемой информации, повышаются требования к качеству передачи сообщений. В связи с этим возрастает актуальность решения проблемы получения сигналов, обладающих высокой скоростью спада уровня энергетического спектра при обеспечении необходимой достоверности приема сообщений. Особенно важна необходимость эффективного решения этой проблемы в таких развивающихся многоканальных радиотехнических системах, как спутниковые и сотовые, а также при трансляции больших объемов информации при передаче видеоизображений в цифровом телевидении высокого качества, в видеоконференциях, как наиболее перспективных средствах телекоммуникаций и связи.

Для повышения скорости спада уровня энергетического спектра (уровня внеполосных излучений) применяются отдельно и в совокупности различные методы: специальные виды модуляции – квадратурная амплитудная манипуляция (КАМ), амплитудно-фазовая манипуляция (АФМ), частотная манипуляция с непрерывной фазой (ЧМНФ); эффективные методы формирования последовательностей сигналов – введение межсимвольной интерференции, введение зависимости формы сигналов от вида передаваемой последовательности символов (зависимые сигналы), увеличение объема канального алфавита; сглаживание амплитуды, фазы или частоты в моменты перескока фазы или смены значений символов; спектрально-эффективные коды; цифровые методы реализации алгоритмов формирования и приема сигналов.

Использование атомарных функций для построения спектрально-эффективных сигналов позволяет легко формировать ортогональные

последовательности подобные функциям Уолша, Хаара. Просто задается концентрация энергии в полосе и скорость спада уровня внеполосных излучений. Введение межсимвольной интерференции приводит к снижению значения пик-фактора колебаний, что очень важно в радиосистемах с ограниченным энергоресурсом.

1.1. Представление сигналов вейвлет функциями

Рассмотрим основные свойства вейвлет преобразования, которые используются для анализа сигналов [1-5]. Во время обработки сигналов большое значение имеет величина флуктуации, а именно колебания вокруг усредненных значений. Вейвлет преобразования позволяет оценить величину таких флуктуаций [17, 35].

Пусть сигнал $s(t)$ задан на интервале от 0 до 1, а наилучшая разрешающая способность при дискретизации этого сигнала обеспечивается при разделении интервала на 16 частей. Следовательно, результатом является 16 усредненных значений сигнала, который можно изобразить с помощью гистограммы, изображенной на рис. 1.1.а.

Сигнал имеет следующий вид:

$$s(t)=\sum_{i=0}^{15} s_{4,i}\varphi_{4,i}(t), \qquad (1.1)$$

где $s(t)=\frac{1}{4}s\left(\frac{i}{16}\right)$; $\varphi_{4,i}$ – это функция с единичной нормой, которая имеет ширину 1/16, а высоту 4. В общем случае функция $\varphi_{j,i}$ имеет вид $\varphi_{j,i}(t)=2^{\frac{j}{2}}\varphi\left(2^j t-1\right)$, причем j определяет количество операций усреднения начальной дискретизированной функции. Эта функция соответствует масштабирующей функции.

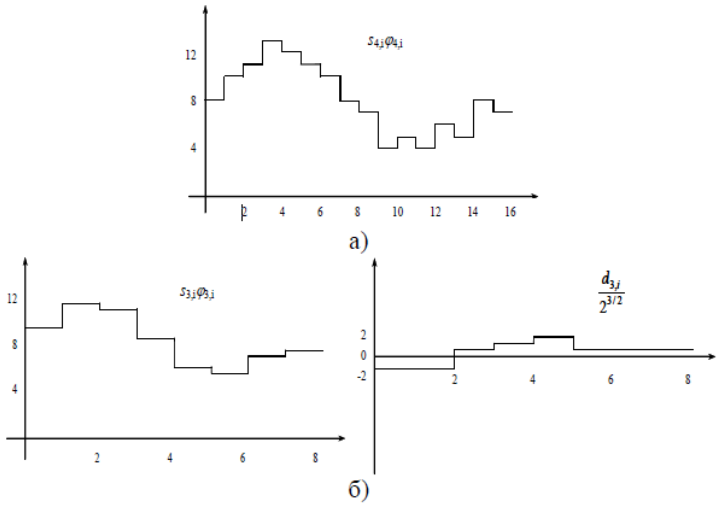


Рисунок 1.1. – Дискретизированные значения сигнала $s(t)$ для интервалов длиной 1/16 - а); усредненные и разностные значения на интервалах длиной 1/8 - б).

Следующим шагом является исследование функции на интервалах длиной 1/8. При этом происходит усреднение значений сигнала на двух соседних интервалах длиной 1/16. Средние значения сигнала на интервалах длиной 1/8 задают коэффициентами $s_{3,i}$, а разницы между этими значениями – $d_{3,i}$ (рис. 1.1 б). Проводя аналогичные преобразования, можно получить общие выражения сумм и разностей для произвольного значения *j*:

$$s_{j-1,i} = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(s_{j,2i} + s_{j,2i+1}\right),\ d_{j-1,i} = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(s_{j,2i} - s_{j,2i+1}\right). \qquad (1.2)$$

Необходимо заметить, что разности могут иметь разные знаки, а потому целесообразно ввести единичную функцию ψ, которая может принимать значения -1 и 1 на интервале от 0 до 1, и которая изображена на рис. 1.2. Нормированное значение этой функции подобно функции φ: $\psi_{j,i}(t) = 2^{\frac{j}{2}}\psi\left(2^j t - i\right)$.

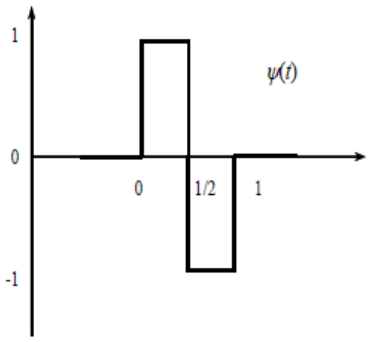


Рисунок 1.2 – Базовая вейвлет функция Хаара

Таким образом, сигнал будет иметь следующий вид:

$$s(t)=\sum_{i=0}^{7}s_{3,i}\varphi_{3,i}(t)+\sum_{i=0}^{7}d_{3,i}\psi(t). \tag{1.3}$$

Проводя далее операции усреднения и нахождения разностей между соседними уровнями сигнала для интервалов длинами 1/4, 1/2 и 1, получим такое выражение для сигнала:

$$\begin{aligned} s(t)=s_{0,0}\varphi_{0,0}(t)+d_{0,0}\varphi_{0,0}(t)+\sum_{i=0}^{1}d_{1,0}\psi_{1,0}(t)+ \\ +\sum_{i=0}^{3}d_{2,0}\psi_{2,0}(t)+\sum_{i=0}^{7}d_{3,0}\psi_{3,0}(t). \end{aligned} \tag{1.4}$$

Выражение (1.4) является результатом вейвлет преобразования сигнала и определяет флуктуации сигнала для разных масштабов j и в разных точках i, которые содержатся в коэффициентах $d_{j,i}$. Коэффициент $s_{0,0}$ содержит общую среднюю величину сигнала на целом интервале. Функция $\psi(t)$ относится к вейвлет типу.

В случае практического использования для достаточно гладких сигналов, которые имеют всплески на некоторых коротких временных отрезках, большинство разностных коэффициентов $d_{j,i}$ являются очень малыми, что позволяет ими пренебрегать. Таким образом, нули или малые значения разностных коэффициентов определяют гладкие области сигнала [35].

Рассмотрим основные характеристики дискретного вейвлет преобразования (ДВП), которое использует дискретные во времени входные

сигналы $s[n]$, $n \in Z$. Многоуровневое разложение $s[n]$ на j октавах, которые имеют значения $j = 1,...,J$ осуществляется с помощью следующего преобразования [44]:

$$s[n] = \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k \in Z} c_{j,k} h_j \left[n - 2^j k \right] + \sum_{k \in Z} b_{J,k} g_J \left[n - 2^J k \right]. \quad (1.5)$$

Выражение $h_j \left[n - 2^j k \right]$ является синтезирующей вейвлет функцией, дискретный эквивалент которой есть $2^{-\frac{j}{2}} \psi\left(2^{-j}\left(t - 2^j k\right)\right)$. Для обеспечения качественного воспроизведения используется дополнительная базовая синтезирующая масштабная функция $g_J \left[n - 2^J k \right]$.

При прямом ДВП вычисляются вейвлет коэффициенты $c_{j,k}$, для $j = 1,...,J$ и масштабные коэффициенты $b_{J,k}$, согласно выражениям:

$$ДВП\left\{s[n]; 2^J, k2^J\right\} = c_{j,k} = \sum_n s[n] h_J^* \left[n - 2^J k \right]; \quad (1.6)$$

$$b_{J,k} = \sum_n s[n] g_J^* \left[n - 2^J k \right], \quad (1.7)$$

где $h_J^* \left[n - 2^J k \right]$ – анализирующая дискретная вейвлет функция; $g_J^* \left[n - 2^J k \right]$ – анализирующая масштабная функция.

Еще одна схема вычисления ДВП использует блоки фильтров. Пусть две импульсные последовательности получены на выходах высокопропускного фильтра с высокой пропускной способностью $h[n]$ и с низкой пропускной способностью – $g[n]$. Тогда вейвлет и масштабные функции можно получить с помощью следующего итеративного процесса [44, 48]:

$$g_1[n] = g[n], \quad (1.8)$$

$$h_1[n] = h[n], \quad (1.9)$$

$$g_{j+1}[n] = \sum_k g_j[k] g[n - 2k], \quad (1.10)$$

$$h_{j+1}[n] = \sum_k h_j[k] g[n - 2k], \quad (1.11)$$

то есть здесь осуществляется переход от одной октавы j к следующей $(j+1)$ $kf \to f$ путем использования интерполяционного оператора

$$f[n] \to \sum_k f[k] g[n-2k], \tag{1.12}$$

который предполагается как дискретный эквивалент расширения $f(t) \to \frac{1}{\sqrt{2}} f\left(\frac{t}{2}\right)$. С учетом (1.5) и (1.8) – (1.12), выражение для одного уровня разложения дискретного вейвлет преобразования можно записать

$$s[n] = \sum_{k \in Z} c_{j+1,k} h_{j+1}\left[n - 2^{j+1}k\right] + \sum_{k \in Z} b_{j+1,k} g_{j+1}\left[n - 2^{j+1}k\right]. \tag{1.13}$$

Если учесть выражения (1.10), (1.11) и ортонормированность базовых функций, то можно получить формулы для быстрого дискретного вейвлет преобразования:

$$c_{j+1,k} = \sum_k b_{j,k} h_j^*\left[n - 2^{j+1}k\right], \tag{1.14}$$

$$b_{j+1,k} = \sum_k b_{j,k} g_j^*\left[n - 2^{j+1}k\right]. \tag{1.15}$$

Схема вычисления ДВП соответствует банку октавно-полосных фильтров [48]. Прямое ДВП соответствует банку анализирующего фильтра, а обратное – банку синтезирующего фильтра. При получении N входных выборок в процессе ДВП вычисляется $N2^{-1} + N2^{-2} + ... + N2^{-J} \approx N$ коэффициентов. Октавный параметр j является ограниченным $(j \geq 1)$, и поэтому частота выборки маловолновых коэффициентов всегда меньше шей, чем частота выборок сигнала. Учитывая это, данный процесс имеет другое название – подполосное кодирование.

Структурная схема прямого и обратного ДВП приведена на рис. 1.3. В верхней части схемы выполняется низкочастотная фильтрация, в результате которой формируется некоторая аппроксимация сигнала - низкочастотная подсхема. Нижняя часть схемы показывает высокочастотную составляющую, а именно детализацию сигнала.

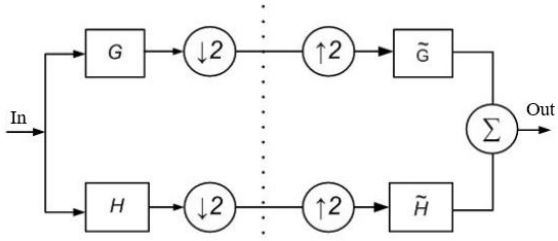


Рисунок 1.3. – Схема двухполосного банка фильтров

Для вычисления коэффициентов аппроксимации и детализации аргументы весовых коэффициентов фильтров должны быть: $h_{-l} = h(-l)$ и $g_{-l} = g(-l)$. В следующих блоках схемы выполняется прореживание сигналов на выходе фильтров в два раза.

В правой части схемы выполняется маловолновая реконструкция сигнала. Эта процедура использует операции интерполяции и фильтрации фильтрами реконструкции $\tilde{H}$ и $\tilde{G}$, которые определяют фильтрацию фильтрами h_{-l} и g_{-l} соответственно. Операция интерполяции с фактором 2 является обратной к децимации с фактором 2 и осуществляется путем увеличения в два раза числа составляющих добавлением нулевых компонентов. При сложении сигналов, полученных на выходе фильтров $\tilde{H}$ и $\tilde{G}$, формируется сигнал, подобный входному, то есть происходит его воспроизведение на начальном уровне.

Из проведенного анализа можно сделать следующий вывод:

– вейвлет преобразование, которое обладает подвижным частотно-временным окном, одинаково хорошо выявляет и низкочастотные и высокочастотные характеристики сигналов, в отличие от преобразования Габора, недостатком которого является жесткое время-частотное окно, и поэтому оно малопригодно для исследования сигналов с широким спектром (рис. 1.3);

– базовыми вейвлет функциями могут быть произвольные функции, удовлетворяющие определенным допустимым условиям. Локализация сигнала с помощью таких функций может происходить и во временной, и в

частотной областях. При этом разделительные способности во времени и по частоте являются взаимосвязанными и определяются неравенством Гейзенберга $\Delta t \Delta f \geq 1/2$, которое показывает, что разрешение по частоте и времени являются взаимосвязанными [48 - 50].

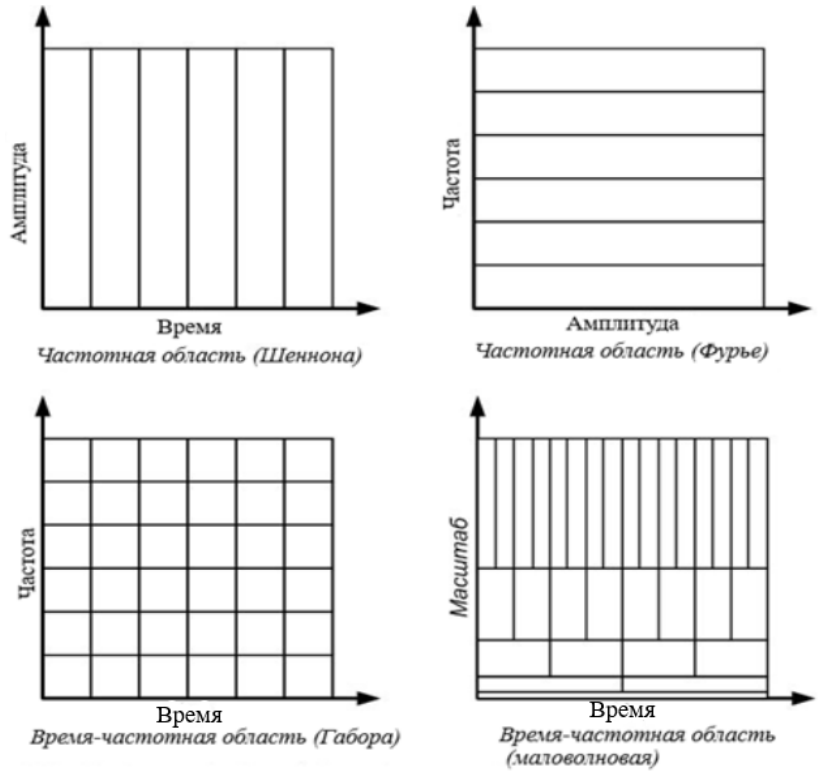


Рисунок 1.4. – Разрешающие способности по времени и по частоте основных методов представления сигналов

1.2. Методы построения спектрально-эффективных сигналов

1.2.1 Анализ многоканальных систем передачи информации, использующих спектрально-эффективные сигналы

Рассмотрим основные виды многоканальных цифровых телекоммуникационных систем, к которым можно отнести:

- системы персонального радиовызова;
- системы радиосвязи с подвижными объектами (системы сотовой связи);
- системы цифрового телевизионного вещания;
- системы радиосетей передачи данных Ethernet.

Указанные телекоммуникационные системы позволяют учесть различия по основным техническим характеристикам:

- ширине полосы занимаемых частот,
- способу модуляции,
- способу формирования сигнала и т.д. [6, 7, 8].

В системах персонального радиовызова (ПРВ), или пейджинга, полоса частот 169,4… 169,8 МГц делится на 16 отдельных каналов по 25 кГц каждый.

Сети ПРВ используют стандартное аппаратное и программное обеспечение POCSAG. Этот стандарт обеспечивает одностороннюю передачу коротких цифровых или буквенно-цифровых сообщений со скоростями 512, 1200 или 2400 бит в секунду по радиоканалу с полосой 25 кГц частотных диапазонах, предназначенных для пейджинговых сетей.

Новое поколение сетей ПРВ разрабатывается на основе стандарта FLEX и его модификаций.

FLEX является системой персонального радиовызова, которая использует несколько протоколов пейджинговой связи. Среди них протоколы ReFLEXtm25 обеспечивающий двусторонний обмен цифровой и текстовой информацией на частотах в диапазоне 929…932 и 940…941 МГц для отправки сообщений пользователям, а также на частотах 901…902 МГц для получения ответов. При этом скорости передачи информации составляют величину 1600, 3200 или 6400 бит/с в полосе 25 или 50 кГц, а в обратном направлении - до 9600 бит/с в полосе 12,5 кГц.

Протокол ReFLEXTM50 обеспечивает возможность двустороннего обмена цифровой и текстовой информацией в тех же полосах частот со скоростью передачи до 25 600 бит/с при ширине канала прямой передачи 50 кГц и обратной передачи со скоростью 9600 бит/с в полосе 12,5 кГц.

Протоколы InFLEXionTM обеспечивают одностороннюю передачу голосовой информации при цифровом преобразовании аналогового сигнала на скорости 9600 бит/с или двусторонний обмен данными.

Для указанных стандартов систем ПРВ характерна узкая занимаемая полоса частот, предназначенная для передачи информации.

Перейдем к рассмотрению особенностей систем радиосвязи с подвижными объектами**.** Одна из важнейших функций, осуществляемых комплексом технических средств радиосвязи, состоит в концентрации значительных потоков информации, т.е. частотно-пространственной локализацией каналов связи и объединением их в пределах общих физических трактов передачи. Это в равной степени относится к системам как подвижной (с подвижными объектами), так и фиксированной радиосвязи.

Данная задача решается либо путем объединения радиоканалов, либо путем уплотнения абонентских каналов [5].

В первом случае одному радиоканалу соответствует один передатчик, объединение радиоканалов осуществляется в линейном тракте (на несущих частотах и номинальных уровнях мощности).

Во втором случае уплотнение каналов реализуется как объединение нескольких абонентских каналов в пределах одного общего радиоканала. Задача уплотнения абонентских каналов решается на малых уровнях мощности и на промежуточных частотах. В результате возникает сложный сигнал (составленный из элементарных сигналов абонентских каналов), который поступает в модулятор передатчика.

Расширение полосы частот, занимаемой спектром, и усложнение формы сигнала как функции времени зависят от метода уплотнения. Используемые методы уплотнения можно разделить на 3 класса: частотное уплотнение, временное и кодовое (в подвижной радиосвязи - аббревиатуры FDMA, TDMA и CDMA, соответственно) [9].

При частотном уплотнении частотные полосы спектров абонентских сигналов не пересекаются на частотной оси, и абонентские каналы объединяются посредством частотно-избирательных (частотно-разделительных) устройств. В этом случае распределение сигналов или пользователей по диапазону частот является долгосрочным или постоянным. Ресурс связи может одновременно содержать несколько сигналов,

разнесенных в спектре. Области спектра, находящиеся между используемыми диапазонами, называются защитными полосами частот. Защитные полосы выполняют роль буфера, что позволяет снизить интерференцию между соседними (по частоте) каналами. Ширина полосы каждого модулируемого канала устанавливается трафаретом излучения радиопередатчика. Сигнал, при скорости передатчика 22 кбит/с, занимает более узкую полосу частот, чем та, которая определена Федеральной комиссией связи, исходя из ее существенных требований к уровню внеполосных излучений. Чтобы выполнить это требование, нужен увеличенный частотный разнос между соседними каналами. В этой связи важным представляется применение сигналов, имеющих максимальную скорость спада уровня внеполосных излучений.

Частотное уплотнение используется как при аналоговой, так и при цифровой форме исходного сигнала. Аналоговая форма используется, например, в системах сотовой радиосвязи по стандартам NMT-450, NMT-900, AMPS, фиксированной радиосвязи диапазона ВЧ и более низкочастотных, цифровая - в системах радиорелейной связи прямой видимости и т.д.

При выборе сигналов необходимо, прежде всего, обеспечить, возможно более узкую полосу частот, занимаемую спектром сигнала, для сохранения при приеме допустимого уровня энергетических потерь, связанных с ухудшением взаимно корреляционных свойств ансамбля используемых сигналов.

Различают такие понятия как необходимая ΔF_H и занимаемая $\Delta F_З$ полосы частот спектра сигналов. Нежелательные радиоизлучения, являющиеся результатом модуляции сигнала в полосе частот, примыкающей к необходимой, представляют собой внеполосные излучения. При этом ΔF_H является минимальной полосой частот данного класса излучения, достаточной для передачи сигнала с требуемыми скоростью и качеством. Для оценки ширины полосы в условиях эксплуатации радиопередающих устройств введено понятие занимаемой полосы частот $\Delta F_З$, за пределами которой

сосредоточена некоторая часть средней мощности P_{CP} излучаемых колебаний (рис. 1.5). Для численной оценки вводят понятие ограничительного уровня, который на X дБ менее исходного, как правило, максимального уровня спектральной плотности мощности, принятого за 0 дБ. Нижним уровням измеряемой мощности излучения будем считать -60 дБ.

Во многих случаях важно не только сузить полосу частот, например, эквивалентную полосу ΔF_{ε} или полосу $\Delta F_{99\%}$, но и обеспечить достаточно малый уровень внеполосных излучений [11].

Применительно к рассматриваемым относительно узкополосным сигналам (центральная частота $\omega_0 = 2\pi f_0 \gg 1/T$), будем определять полосу частот ΔF_{ε} из условия

$$\varepsilon(\omega) = \frac{2\int_0^{\omega} G(\omega)d(\omega)}{\int_0^{\infty} G(\omega)d(\omega)} \qquad (1.16)$$

где $G(\omega)$ – энергетический спектр.

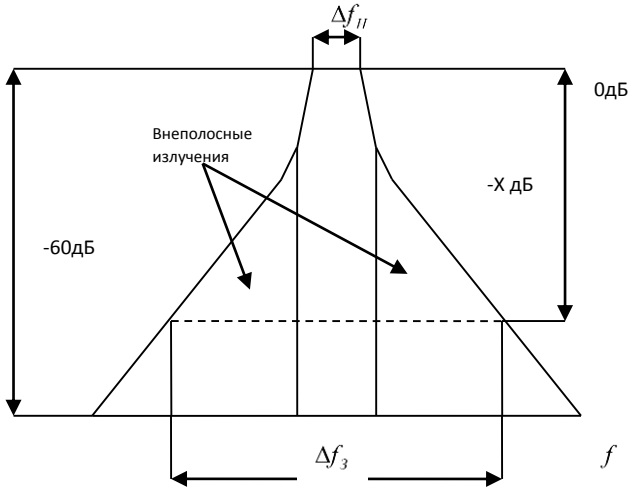


Рисунок 1.5. – Необходимая и занимаемая полосы частот и внеполосные излучения.

Очень часто важно знать закон спада $G(\omega)$ на достаточных отстройках от центральной частоты. Для любого энергетического спектра при больших $(\omega - \omega_0)$ можно найти асимптотическое представление $G(\omega) \sim 1/\omega^{2\upsilon}$, где 2υ –

показатель степени, характеризующий скорость спада энергетического спектра [17]. Зная асимптотическое поведение спектра, можно оценить значение $G(\omega)$ на определенной отстройке от центральной частоты ω_0.

При частотном уплотнении ширина полосы канала примерно соответствует частотному разносу между каналами (с учетом защитных интервалов, частотного плана и т.д.) и составляет 10…30 кГц. Например, в стандартах аналоговой сотовой радиосвязи приняты следующие разносы [8]: 30 кГц (стандарт AMPS), 25 кГц или 20 кГц (NMT-450), 12,5 кГц (NMT-900), 20 кГц или 10 кГц (C-450).

Основным слабым местом этого метода является недостаточно эффективное использование полосы частот.

Сотовые системы с аналоговой формой сигнала и частотным уплотнением (стандарт NMT) используют диапазоны 450 МГц и 900 МГц (здесь и далее при указании диапазонов различных систем связи даются условные частоты; реально используемые диапазоны лежат вблизи этих значений). Транкинговые системы (корпоративные, специального назначения), кроме того, используют диапазоны 150 МГц, 200 МГц, 300 МГц, 400 МГц [8].

В системах радиорелейной связи прямой видимости используются диапазоны 2 ГГц, 4 ГГц, 6 ГГц и др. [10]. Для тропосферной радиорелейной связи выделены диапазоны 1 ГГц, 2 ГГц и 4,5 ГГц и др. [10]. В спутниковых системах используются диапазоны 600 МГц, 6 ГГц, 15 ГГц др. [9]. В настоящей работе будет рассматриваться методы повышения эффективности использования частотного уплотнения путем использования сигналов, имеющих более узкие полосы занимаемых частот и высокую скорость спада энергетического спектра вне занимаемой полосы.

При временном уплотнении абонентский сигнал представляется в цифровой форме и передается посредством коротких импульсов. При этом каждому сигналу для импульса выделяется вполне определенное место на оси

времени в пределах некоторого промежутка времени (временного кадра), общего для нескольких уплотняемых каналов [8].

Импульсы смежных каналов не пересекаются на оси времени. В то же время, частотные полосы спектров отдельных абонентских каналов пересекаются на частотной оси. Данное обстоятельство не позволяет разделить каналы посредством частотно-избирательных устройств. Поэтому разделение (на приемной стороне) осуществляется во временной области: тракт приемного устройства данного абонентского канала «открывается» (т.е. пропускает сигнал) именно в те моменты времени, когда передается соответствующий импульс [8].

Таким образом, если при частотном уплотнении частотные полосы спектров сигналов разнесены на оси частот (а сами сигналы на оси времени совмещены), то при временном уплотнении используется другой принцип – сигналы разнесены на оси времени, тогда как частотные полосы спектров пересекаются.

При формировании сигналов с гауссовской частотной манипуляцией с минимальным частотным сдвигом (ГММС) используется гауссовский низкочастотный фильтр (ГФНЧ) модулирующих посылок. Гауссовским он называется потому, что в качестве импульсной характеристики фильтра используют характеристику нормального распределения Гаусса.

На вход ГФНЧ подается симметричный сигнал данных, определяемый выражением

$$a(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \prod\left(\frac{t-nT_b}{T_b}\right),$$

где $a_n=\pm 1$, T_b – длительность одного бита, $\prod\left(\frac{t}{T_b}\right)$ – прямоугольная функция вида: $\prod\left(\frac{t}{T_b}\right)=\begin{cases}1, 0\le t\le T_b\\ 0.\end{cases}$

Частотная и импульсная характеристики ГФНЧ определяются следующими выражениями [62]:

$$G(f) = \exp\left(-\left(\frac{f}{B} \right)^2 \frac{\ln 2}{2} \right); \tag{1.17}$$

$$g(t) = B\sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \exp\left(-\frac{2\pi^2 B^2}{\ln 2} t^2 \right), \tag{1.18}$$

где B – ширина полосы ГФНЧ по уровню 3 дБ. Сигнал на выходе ГФНЧ [62]

$$b(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n r(t - nT_b),$$

где $r(t) = \prod(t/T_b) * g(t) = \frac{1}{2}\left\{ \operatorname{erf}\left[-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}}\pi B(t) \right] + \operatorname{erf}\left[\sqrt{\frac{2}{\ln 2}}\pi B(t + T_b) \right] \right\}$.

Спектральная плотность мощности $G(f)$ для сигнала с ГММС имеет следующий вид:

$$G_{GMSK}(f) = \frac{1}{T}\left| 2U_m T \frac{\pi \cos 2\pi f T}{\pi^2 - (4\pi f T)^2} \right|^2, \tag{1.19}$$

где U_m – амплитуда несущего колебания.

Передача абонентского сигнала в виде коротких импульсов приводит к существенному расширению (по сравнению с частотным уплотнением) частотной полосы, занятой его спектром. Соответственно существенно расширяется частотная полоса одного радиоканала, обслуживаемого одним передатчиком. Так, в некоторых стандартах цифровой сотовой связи ширина полосы составляет [8]: 200 кГц (стандарт GSM, 8 уплотняемых абонентских каналов), 30 кГц (D-AMPS, 3 уплотняемых канала), 25 кГц (JDC, 3 уплотняемых канала) и т.д. [62].

В сотовых системах подвижной радиосвязи с временным уплотнением [9] используются частотные диапазоны 450 МГц, 900 МГц, 1800 МГц. В работе будут рассмотрены пути повышения эффективности систем передачи

информации с временным уплотнением путем применения сигналов с более компактным спектром, чем у сигналов с гауссовской модуляцией [62].

Кодовое уплотнение состоит в кодировании исходных абонентских сигналов специальными функциями (импульсными) - псевдослучайными последовательностями, функциями Уолша, Хаара и т.д., которые образуют ортогональные системы или близкие к таковым [11]. Исходный сигнал передается в цифровой форме, импульсы модулируются сигналами, соответствующими указанным функциям. На приемной стороне суммарный сигнал скалярно умножается на соответствующую данному абонентскому каналу функцию, что, благодаря ортогональности, позволяет выделить абонентский сигнал из суммарного сигнала.

С математической точки зрения при кодовом уплотнении использован тот же принцип, что и при временном уплотнении. Различие состоит только в выборе базисных функций. Именно этим объясняется возможность уплотнения значительно большего числа каналов по сравнению с временным уплотнением. Соответственно существенно расширяется полоса частот, занятая спектром отдельного абонентского сигнала и суммарного сигнала, т.е. полоса частот радиоканала, обслуживаемого одним передатчиком.

Так, в сотовой системе DCS (стандарт IS-95) в одном радиоканале формируется 64 абонентских канала (точнее, несколько меньше из-за выделения нескольких каналов для служебных нужд) при полосе радиоканала 1,23 МГц [8].

Кодовое уплотнение считается весьма перспективным в системах сотовой подвижной радиосвязи [9] (диапазоны - 900 МГц, 1800 МГц), некоторое применение оно находит в радиорелейной связи [10].

Для систем с кодовым уплотнением каналов интерес представляет формирование случайных последовательностей спектрально-эффективных сигналов на основе функций Уолша, Хаара позволяющих получить требуемые спектральные характеристики наряду с многоадресностью системы передачи.

Одним из основных стандартов, разработанных для систем цифрового телевидения, является стандарт DVB-T, включающий в себя основополагающие аспекты организации телевизионных вещательных каналов, устанавливающий способ модуляции, а также содержащий в себе все необходимые данные характеристик каналов.

Согласно данному стандарту цифровое телевизионное вещание ведется на частотах дециметрового диапазона, что позволяет использовать уже имеющуюся антенную базу.

Для работы одиночных передатчиков и сетей могут использоваться режимы работы с различным количеством несущих. Это обусловлено тем, что одни страны изначально планируют введение больших одночастотных сетей, а другие не предполагают этого делать. Стандарт DVB-T допускает два режима работы: 2k и 8k. Режим 2k используется в основном для одиночных передатчиков и малых сетей, режим 8k соответствует большим сетям, хотя он может использоваться и для отдельных передатчиков.

Сети цифрового радиовещания реализуются на основе стандарта DAB (Digital Audio Broadcasting). Согласно данного стандарта наземное вещание (организация каналов) осуществляется в диапазоне 1452…1492 МГц. Ширина полосы одного канала составляет 2МГц.

Технология помехоустойчивой передачи данных с использованием шумоподобных сигналов (ШПС), регламентируемая стандартами комитета IEEE 802.11, и, в частности, метод DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) ШПС-модуляции, получила широкое распространение при создании радиосетей Ethernet (RadioEthernet).

Стандарты 802.11, 802.11b допускают возможность передачи данных по каналам RadioEthernet со скоростями 1,0; 2,0; 5,5 и 11 Мбит/с в полосах частот 902…928 МГц, 2400…2483,5 МГц и 5700…6000 МГц [12].

Таким образом, радиочастотный сигнал в системе RadioEthernet является также широкополосным.

1.2.2. Общий подход к построению спектрально-эффективных сигналов

Рассмотрим представление случайной последовательности спектрально-эффективных сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией (АФМ) длительностью T, соответствующих символам двоичного канального алфавита d_r, $(r=1,2)$. Последовательность из N таких сигналов с амплитудой A_0 и несущей частотой ω_0 имеет вид:

$$y(t)=A_0\sum_{k=0}^{N-1}a(t-kT)d_r^{(k)}\cos\omega_0 t,\ 0\le t\le NT \qquad (1.20)$$

$$r=1,2,\ d_r^{(k)}=\begin{cases}1, & r=1,\\ -1, & r=2,\end{cases}$$

а функция $a(t)$ является огибающей сигнала, имеющего длительность T.

Комплексная огибающая последовательности (1.20) может быть записана в форме:

$$y_c(t)=A_0\sum_{k=0}^{N-1}a(t-kT)d_r^{(k)} \qquad (1.21)$$

Частным случаем АФМ сигналов являются КАМ сигналы – с дискретным количеством уровней амплитуды и фазы. Сигналы описываются как:

$$y_i(t)=\sqrt{2/T}a_i\cos\omega_0 t-\sqrt{2/T}b_i\sin\omega_0 t;\ 0\le t\le T,\ i=1,...,M \qquad (1.22)$$

или

$$s_i(t)=\sqrt{2/T}\cdot A_i\cos(\omega_0 t+\varphi_i),\ i=1,...,M, \qquad (1.23)$$

где $A_i=\sqrt{a_i^2+b_i^2}$, $\varphi_i=\operatorname{arctg}(b_i/a_i)$.

Используя функции $\sqrt{2/T}\cos(\omega_0 t)$ и $-\sqrt{2/T}\sin(\omega_0 t)$ в качестве базисных, сигнал $s_i(t)$ в соответствии с (1.22) и (1.23) можно рассматривать либо как двумерный вектор с координатами a_i и b_i в декартовой системе, либо как вектор с амплитудой A_i и фазой φ_i в полярной системе координат. В принципе для каждого числа M можно построить бесконечное число

ансамблей АФМ сигналов. Поэтому, важной является задача нахождения оптимальных ансамблей.

Пользуясь геометрической трактовкой, каждому сигналу $y_i(t)$ можно поставить в соответствие некоторую область пространства сигналов, которую обычно называют собственной областью или областью правильного приема. Для дискретных сообщений вероятность правильного приема есть вероятность попадания конца вектора принятого сигнала в собственную область S_i передаваемого сигнала $y_i(t)$.

При равновероятной передаче сообщений оптимизация ансамбля заключается в таком размещении сигнальных точек, при которых собственные области S_i, $i=1,\ldots,M$ примерно одинаковы и имеют одинаковый объем (площадь). Эта задача сводится в общем случае к плотнейшей укладке сфер одинакового радиуса в *M*-мерном пространстве сигналов или, как в рассматриваемом случае, к плотнейшей укладке окружностей на плоскости. При этом центры сфер или окружностей соответствуют сигнальным точкам.

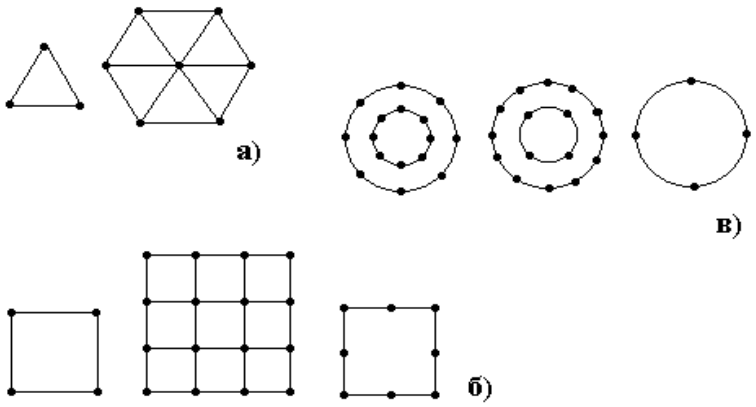


Рисунок 1.6. – Ансамбли КАМ сигналов

Большинство известных ансамблей КАМ сигналов были найдены эвристическим методом. На рис. 1.6 а), б) показаны ансамбли сигналов на основе так называемой треугольной и квадратной сети. На рис. 1.6 в) – различные варианты круговых расположений сигнальных точек.

Класс КАМ сигналов включает в себя сигналы с M-ичной фазовой манипуляцией образуют круговую сеть с равномерным распределением точек по окружности.

$$y_i(t) = A_0 \cos\left(\omega_0 t + 2\pi i / M\right),\ i = 1,\ldots,M\ . \qquad (1.24)$$

Представление огибающей случайной последовательности АФМ сигналов, соответствующее аналитическому выражению (1.22), можно наблюдать на рис. 1.7 (1 – последовательность классических фазоманипулированных сигналов, цифрой 2 – последовательность (1.22) с синусоидальной огибающей $a(t)$).

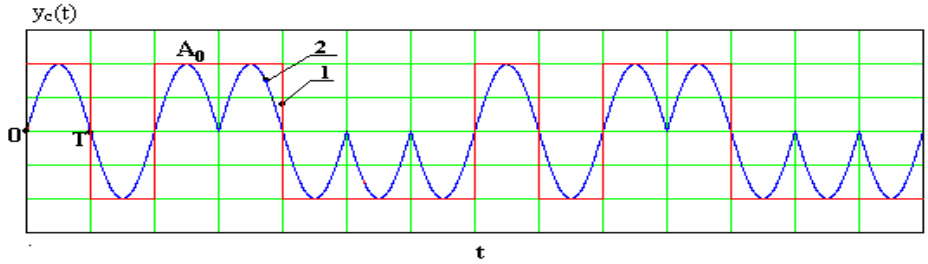


Рисунок 1.7. – Огибающая случайной последовательности АФМ сигналов

Значительно сузить полосу частот позволяют сигналы длительности LT (где $L = 1,2,3\ldots$) с межсимвольной интерференцией, называемые также сигналами с частичным откликом (СЧО) – в противоположность сигналам с полным откликом. Сигналы с межсимвольной интерференцией (МСИ) обладают высокой скоростью спада уровня внеполосных излучений и более узкой полосой частот по причине более длинного в L раз амплитудного импульса. Представим эти сигналы в форме:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} A(t - kT)\, d_r^{(k)} \cos\omega_0 t\,,$$

причем функция $A(t)$ имеет длительность LT.

Комплексная огибающая этой последовательности:

$$y_c(t) = \sum_{k=0}^{N-1} A(t - kT)\, d_r^{(k)}\,.$$

Графический вид комплексной огибающей синусоидального

амплитудного импульса изображен на рис. 1.8. При этом вид $y_c(t)$ на временном интервале $\left[kT,(k+1)T\right]$ определяется рассматриваемым k-м информационном символом, а также $(k-1)$-м, $(k-2)$-м,...,$(k-n+1)$-м предшествующими и $(k+1)$-м, $(k+2)$-м,...,$(k+n-1)$-м последующими информационными символами.

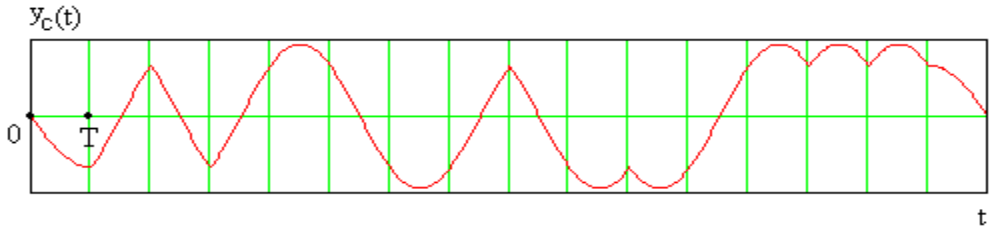


Рисунок 1.8. – Огибающая случайной последовательности АФМ сигналов синусоидального вида с межсимвольной интерференцией

Помимо хороших спектральных характеристик, такие сигналы просты в формировании, имеют то же значение пик-фактора, что сигналы с полным откликом. Недостатки сигналов с МСИ: сложные алгоритмы обработки, при которых, однако, можно получить помехоустойчивость, близкую к потенциальной.

В системах связи в основном применяют КАМ- сигналы с дискретными значениями амплитуды и фазы. Однако для улучшения спектральных характеристик возможно и применение сглаживания амплитудных и фазовых импульсов.

Большим преимуществом КАМ сигналов является высокие удельные скорости передачи благодаря большому объему алфавита (находят применение сигналы КАМ-256, КАМ-1024 и др.). Однако, большое значение пик-фактора - более 10 позволяет применять КАМ только в СПДИ с высокой линейностью тракта. Обмен мощности сигналов на полосу частот при использовании КАМ сигналов производится с меньшими энергетическими затратами, чем при использовании многопозиционной ФМ.

1.3. Основы теории применения атомарных функций Кравченко-Рвачева для построения спектрально-эффективных сигналов

Требуется решить задачу построения спектрально-эффективных сигналов с заданной скоростью спада спектра вне занимаемой полосы при высокой концентрации энергии внутри занимаемой полосы частот. В общем случае необходимо выбрать такие временные функции $\varphi_k(t)$, чтобы с помощью выражений $\sum_{k=1}^{N} c_k \varphi_k(t)$ можно было обеспечить заданную скорость спада спектра вне занимаемой полосы. Линейные комбинации функций $\varphi_k(t)$ должны приближать синтезируемый спектр сигнала к требуемому с наибольшей возможной по теории скоростью, т.е. обладать свойством аппроксимационной универсальности. Это накладывает определенные требования к выбору класса функций.

Решение данной задачи может быть получено на основе теории *R*-отображений [3], описывающей построение локальных функций класса C^{∞}, обладающих одновременно свойствами многочленов и сплайнов. Такие функции получили название атомарных.

Скорость спада уровня внеполосных излучений для сигналов, построенных на основе полиномов γ – ой степени конечной длительности будет убывать пропорционально $C/\omega^{\gamma+1}$, если все производные огибающей сигнала вплоть до производной $(\gamma-1)$-го порядка не имеют скачков, а γ – ая производная всюду конечна [13].

В свою очередь сплайны степени γ – это функции, являющиеся «кусочными» многочленами степени γ, причем в узлах сопряжения до $(\gamma-1)$– ой производной.

Атомарные функции являются финитными и представляют собой решение дифференциального уравнения вида:

$$y^{(n)}(t) + a_1 y^{(n-1)}(t) + \ldots + a_{n-1} y'(t) + a_n y(t) = \sum_{k=1}^{N} C_k y(at - b_k). \qquad (1.25)$$

Наиболее простые и важные атомарные функции составлены из бесконечных сверток прямоугольных импульсов.

Для исследования таких сверток необходимо использование аппарата преобразования Фурье.

С помощью преобразования Фурье прямоугольный импульс может быть представлен в следующем виде (как известно, его спектр имеет вид $\sin x / x$)

$$\varphi(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{jut} \frac{\sin(u/2)}{u/2} du .$$

N – кратная свертка $(N+1)$ одинаковых прямоугольных импульсов $\varphi(t)$ представляет собой финитный сплайн $\theta_N(t)$.

Для получения непрерывной финитной функции рассмотрим свертку импульсов переменной длины $\varphi_n(t)$ (рис. 1.9):

$$\varphi_n(t) = \begin{cases} 2^{n-1}, & |t| \le 2^{n-1}; \\ 0, & |t| > 2^{n-1}. \end{cases}$$

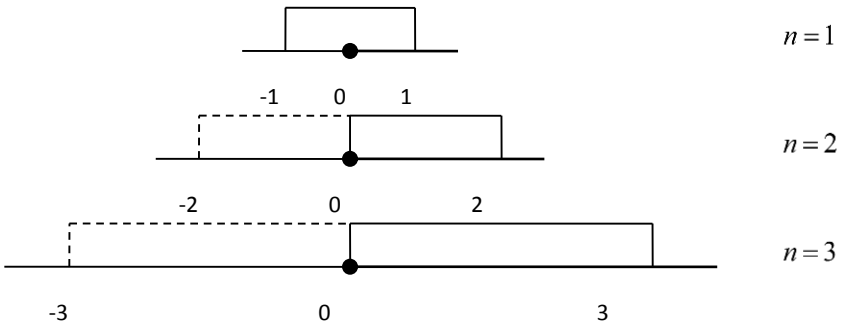


Рисунок 1.9. – Свертка импульсов переменной длины

Для получения еще более гладкой функции это процесс можно повторить, а для получения функции бесконечной гладкости его нужно повторить бесконечное число раз. Чтобы при этом носитель такой бесконечной свертки был конечен, нужно брать свертки сжатий таких функций $\varphi_1(t) * \varphi_2(t) * \ldots * \varphi_n(t) * \ldots$ так, чтобы сходился ряд $\sum_{n=1}^{\infty} a_n < +\infty$. Простейший сходящийся ряд это сумма бесконечно убывающей геометрической прогрессии со знаменателем 2. Таким образом, результатом

такой бесконечной свертки является новая финитная функция, определенная на интервале $[-1;\ 1]$. Нетрудно показать, что она удовлетворяет уравнению (1.25) в наиболее простой форме

$$y'(t) = 2y(2t+1) - 2y(2t-1),$$

с условиями $\mathrm{supp}(-1;1)$, $y(-1) = y(1) = 0$, $y(0) = 1$. Рассмотрим преобразование Фурье от обеих частей простейшего уравнения:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp[i\lambda t] y'(t)\,dt = a\left[\int_{-\infty}^{\infty} y(2t+1)e^{i\lambda t}dt - \int_{-\infty}^{\infty} y(2t-1)e^{i\lambda t}dt\right].$$

Тогда

$$-i\lambda \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\lambda t} y(t)\,dt = \frac{a}{2}\left[\int_{-\infty}^{\infty} y(u)e^{\frac{i\lambda(u-1)}{2}}du - \int_{-\infty}^{\infty} y(u)e^{\frac{i\lambda(u+1)}{2}}du\right].$$

Можно записать, что

$$F_y(\lambda) = aF_y\left(\frac{\lambda}{2}\right)\frac{\sin\left[\frac{\lambda}{2}\right]}{\lambda}, \qquad (1.26)$$

где $F_y(\lambda)$ - целая функция. Формула (1.26) получена в работе [3] (теорема 6). Разлагая правую и левую часть данного выражения в степенной ряд и приравнивая коэффициенты при одинаковых степенях λ, получаем $a = 2$.

Тогда $F_y(0) = \int_{-1}^{1} y(t)dt = y(0) = 1$. Отсюда для $F_y^{(n)}(0)$ получается рекуррентная формула

$$F_y^{(n)}(0) = \frac{n!}{2^n - 1}\sum_{k=1}^{[0.5n]}(-1)^k \frac{F_{y(0)}^{(n-2k)}}{(n-2k)!(2k+1)!}.$$

Итак, существует не более одного решения уравнения (1.25) с указанными граничными условиями. В работе [3] доказано существование такого решения и оно обозначается как функция Кравченко-Рвачева $\mathrm{up}(t)$ и,

пользуясь представлением на основе преобразования Фурье – $F\left(\mathrm{up}(t)\right)=\prod_{k=1}^{(n)}\frac{\sin\frac{u}{2^k}}{\frac{u}{2^k}}$, имеем

$$\mathrm{up}(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}e^{iut}\prod_{k=1}^{\infty}\frac{\sin\left(u2^{-k}\right)}{u2^{-k}}du\,. \qquad (1.27)$$

Отличительными особенностями атомарных функций является:

1. Аналитичность.
2. Комбинация финитности функции с быстрым убыванием (быстрее любой степени) ее преобразования Фурье.
3. Явная связь производных с самой функцией, а также явное выражение для спектра.
4. Компактность носителя $\mathrm{supp}(-1;1)$.

1.4. Численный метод нахождения атомарных функций Кравченко-Рвачева

При численном решении выражения (1.27) необходимо определить число n членов произведения, которое обеспечивает заданное среднеквадратичное отклонение полученной функции $a(t)$ от истинного значения, полученного путем точного решения задачи.

В качестве примера рассмотрим численное решение задачи нахождения значений функции $\mathrm{up}(t)$ для различных значений n.

Для $n=3$:

$$\mathrm{up}(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}e^{iut}\left(\frac{\sin(0.5u)}{0.5u}\cdot\frac{\sin(0.25u)}{0.25u}\cdot\frac{\sin(0.125u)}{0.125u}\right)du=$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}e^{iut}\frac{\sin(0.5u)\cdot\sin(0.25u)\cdot\sin(0.125u)}{0.015625u^3}du$$

Для $n=4$:

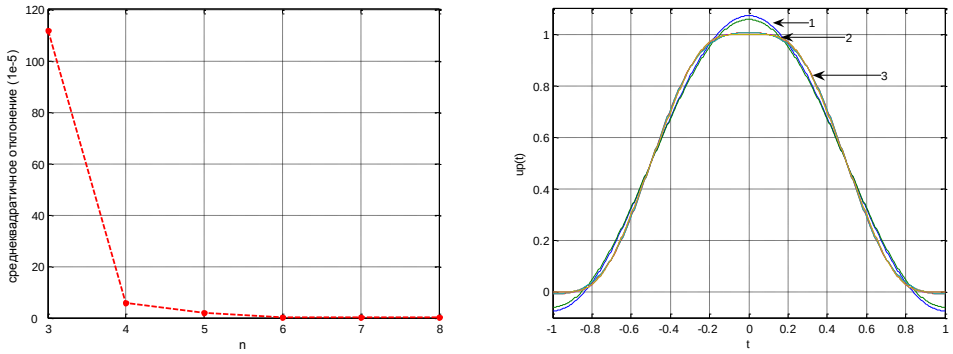
$$\mathrm{up}(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}e^{iut}\left(\frac{\sin(0.5u)}{0.5u}\cdot\frac{\sin(0.25u)}{0.25u}\cdot\frac{\sin(0.125u)}{0.125u}\cdot\frac{\sin(0.0625u)}{0.0625u}\right)du=$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}e^{iut}\frac{\sin(0.5u)\cdot\sin(0.25u)\cdot\sin(0.125u)\cdot\sin(0.0625u)}{0.000976562u^4}du$$

и т.д.

На рис. 1.10 показаны значения среднеквадратичного отклонения функции $\mathrm{up}(t)$ в зависимости от величины параметра *n*. На данном рисунке значения среднеквадратичного отклонения при различных значениях параметра *n* условно соединены пунктирными линиями. График формы функции $a(t)$ для *n*=2,3,4,5,6,8 представлены на рис. 1.10.

Целесообразно использовать метод определения числа *n*, заключающийся в том, что среднеквадратическое отклонение определяется между двумя вычисленными функциями $a(t)$, имеющими соседние номера *n* и *n*+1 : $\varepsilon(m)=\overline{\left|a_m(t)-a_{m-1}(t)\right|^2}$.



а) б)

Рисунок 1.10. – Зависимость среднеквадратичного отклонения функции $\mathrm{up}(t)$, полученных численным методом при разных значениях *n* а) и б) при $n=2$(кривая 1), $n=3$ (кривая 2) и при $n=4,5,6,8$(кривая 3)

Выбор допустимого значения среднеквадратического отклонения формы функций $\mathrm{up}(t)$ определяется, в основном, допустимым отклонением формы энергетического спектра случайной последовательности синтезируемых сигналов. Действительно, при выборе ограниченного числа *n* членов произведения для построения оптимальных сигналов происходит

увеличение уровня внеполосных излучений. В этой связи определение допустимого числа n целесообразно проводить, начиная с задания допустимого увеличения уровня энергетического спектра вне занимаемой полосы частот. В этом заключается суть предлагаемого численного метода решения задачи нахождения формы огибающей и оценке точности ее решения.

Результаты вычисления показывают, что для $n \geq 6$ уровень ослабления боковых лепестков составляет порядка 50 дБ. Начиная с $n = 10$, точность вычисления по сравнению с теоретическими результатами имеет погрешность 10^{-30}.

Таким образом, выбор функций Кравченко-Рвачева для решения поставленной проблемы объясняется следующими причинами:

1. Функции Кравченко-Рвачева основаны на применении функций, которые являются компактными как во временной, так и в частотной областях, что позволяет осуществлять более точную локализацию данных сигналов по сравнению с другими преобразованиями, например, Фурье, Габора и т.п.

2. Функции Кравченко-Рвачева успешно применяется для фильтрации зашумленных сигналов (изображений).

3. Методы и алгоритмы сжатия данных изображений многих классов, построенные на основе функций Кравченко-Рвачева, превосходят их аналоги как по степени потерь качества, так и по скорости вычисления.

4. Как фильтрация, так и сжатие данных на основе функций Кравченко-Рвачева используют пороговое отсечение вычисляемых коэффициентов.

Выводы по разделу 1

1. Для многоканальных систем с частотным уплотнением каналов целесообразным является применение спектрально-эффективных сигналов, имеющих максимальную скорость спада уровня внеполосных излучений при сохранении высокой достоверности приема информации. Это позволило уменьшить значения защитных интервалов между каналами и снизить уровни межканальных помех.

2. Эффективное использование частотного ресурса системы передачи связанно с увеличением концентрации энергии спектра случайных последовательностей сигналов в заданной полосе частот. Увеличение концентрации энергии возможно путем применения спектрально-эффективных сигналов с межсимвольной интерференцией.

3. Для систем с кодовым уплотнением каналов интерес представляет формирование случайных последовательностей спектрально-эффективных сигналов на основе функций Уолша, позволяющих получить требуемые спектральные характеристики наряду с многоадресностью системы передачи.

4. Недостатком спектрально-эффективных сигналов, сформированных на основе амплитудно-фазового метода, является значительная величина пик-фактора излучаемых колебаний.

5. Сигналы с квадратурной амплитудной манипуляцией (КАМ сигналы) не обеспечивают высокую скорость спада уровня внеполосных излучений и высокую концентрацию энергии внутри занимаемой полосы частот. В этой связи интерес представляет поиск квадратурных сигналов, сформированных на основе спектрально-эффективных сигналов.

6. Использование спектрально-эффективных сигналов, построенных на основе атомарных функций $\mathrm{up}(t)$, позволит получить высокую скорость спада уровня внеполосных излучений и высокую концентрацию энергии внутри занимаемой полосы частот.

7. Предложенный численный метод решения задачи нахождения функции $\mathrm{up}(t)$ позволяет определить необходимое минимальное число членов произведения, при котором обеспечивается требуемая точность построения огибающей спектрально-эффективных сигналов с АФМ манипуляцией и обеспечивается допустимый уровень увеличения уровня внеполосных излучений энергетического спектра вне занимаемой полосы частот.

2. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВ ФОРМИРОВАНИЯ И ПРИЕМА СИГНАЛОВ

2.1. Принципы построения устройств формирования спектрально-эффективных сигналов

Основной задачей спектрально-эффективных методов формирования сигналов является максимизация эффективности использования полосы частот. Добиться этого позволяют дискретные методы, имеющие определенные преимущества перед аналоговыми: сравнительную простоту формирования сигналов со сложными законами изменения амплитуды и фазы; возможность перестройки форм генерируемых сигналов; стабильность параметров и т. д. [62].

Формирование сигналов [62], построенных на основе атомарных функций, может быть выполнено либо прямым, либо квадратурным способом. Рассмотренный в данной работе амплитудно-манипулированный сигнал относится к независимым сигналам длительности nT и представлен следующей формулой:

$$s_{AM}(t) = A_0 a\left(t - kT, d_r^{(k)}\right)\cos\left(\omega_0 t\right). \qquad (2.1)$$

Для формирования АМ сигнала используется один канал формирователя сигналов (рис. 2.1). При этом все данные $d_r^{(k)}$ поступают на УФ. Далее сигнал местного генератора перемножается с сигналом $a\left(t-k, d_r^{(k)}\right)$, ограниченным по полосе. Это перемножение фактически и есть процесс модуляции. В случае, когда фильтр УФ при передаче сигнала в основной полосе существенно ограничивает спектр сигнала источника двоичных сообщений $d_r^{(k)}$, говорят, что применяется предмодуляционная фильтрация. А в случае, когда ограничение полосы частот при передаче сигнала осуществляется полосовым фильтром (ПФ), то имеет место послемодуляционная фильтрация [15].

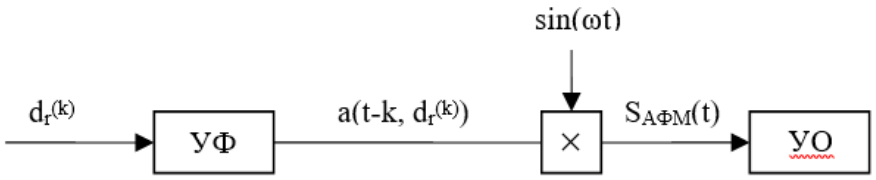


Рисунок 2.1. – Схема формирования АФМ сигнала.

Задачу формирования сигналов со сложными законами изменения амплитуды и фазы колебания можно решить с помощью следующего представления последовательности сигналов:

$$y(t) = |y_c(t)|\cos(\omega_0 t - \chi(t)) = \theta(t)\cos(\omega_0 t) + I(t)\sin(\omega_0 t) \qquad (2.2)$$

где $\operatorname{tg}\chi(t) = \operatorname{Im}[y_c'(t)] / \operatorname{Re}[y_c(t)]$.

Начальные данные представляют собой двоичную последовательность символов $D_N = \left\{d_p^{(0)},...,d_p^{(k-1)},d_r^{(k)},d_s^{(k+1)},...,d_{ps}^{(N-1)}\right\}$, сформированную генератором ПСП. При разделении начальных данных на два квадратурных канала формируется две последовательности: четные биты поступают в синфазный канал, нечетные - в квадратурный. Длительность символов в каждом из каналов увеличивается в 2 раза для сохранения прежней скорости передачи.

Низкочастотные квадратурные составляющие $\theta(t)$ и $I(t)$ могут быть сформированы раздельно, а спектр перенесен в область высокой частоты ω_0 путем их умножения на $\cos(\omega_0 t)$ и $\sin(\omega_0 t)$, и последующего сложения согласно выражению (2.2). При этом каждая квадратурная составляющая предварительно формируется в виде последовательностей импульсов с помощью метода амплитудно-импульсной модуляции (АИМ). Такие АИМ последовательности могут быть представлены в виде:

$$f_{\theta c}(t) = \sum_{k=0}^{J-1}\theta(k\Delta t)\psi_{\Delta t}(t - k\Delta t); \qquad (2.3)$$

$$f_{\theta s}(t) = \sum_{k=0}^{J-1} I(k\Delta t)\psi_{\Delta t}(t - k\Delta t), \qquad (2.4)$$

где $\psi_{\Delta t}(t)=\begin{cases}1,\ 0\le t\le \Delta t;\\ 0,\ t<0,\ t>0.\end{cases}$ J – число выборочных значений каждой из квадратурных составляющих $y(t)$ на интервале формирования, Δt – интервал дискретизации.

Переход от ступенчато-изменяющихся $f_{\theta c}(t)$ и $f_{\theta s}(t)$ непрерывным функциям $\theta(t)$ и $I(t)$ осуществляется фильтрами нижних частот ФНЧ (рис. 2.2). Начало формирования определяется моментом t_0 поступления управляющего импульса на входы $УФ_c$ и $УФ_s$ – устройств формирования АИМ последовательностей (2.3) и (2.4). Перенос спектра колебаний в область высокой частоты ω_0 происходит с помощью аналоговых перемножителей и сумматора. На выходе такого устройства обычно стоит амплитудный ограничитель, предназначенный для обеспечения необходимых мощностных характеристик сформированного сигнала и представляющий собой полосовой ограничитель с кусочно-линейной характеристикой.

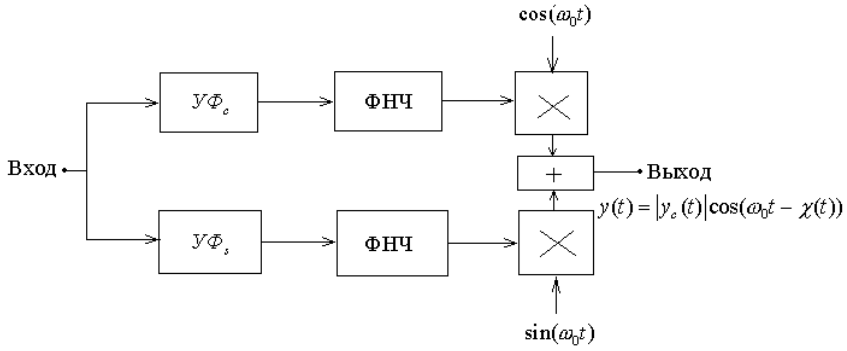


Рисунок 2.2. – Структурная схема устройства формирования КФМ сигнала.

Преобразование последовательности символов в два канала выполняется, в частности, при формировании последовательностей сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией со сдвигом (КФМС).

На рис. 2.3 приведена структурная схема квадратурного модулятора. В состав устройства входят: последовательно-параллельный преобразователь входной последовательности символов канального алфавита, два низкочастотных квадратурных канала формирования огибающей сигналов,

модуль для переноса спектра в диапазон высоких частот и радиопередающее аппаратура.

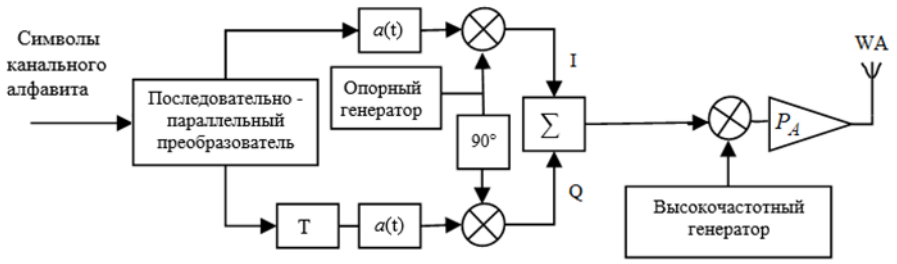


Рисунок 2.3. – Структурная схема квадратурного модулятора.

В качестве иллюстрации, на рис. 2.4 показаны временные диаграммы процесса формирования последовательности спектрально-эффективных сигналов и изменения фазы колебания. Здесь: (a) – исходная последовательность символов канального алфавита (1101001110011); (b) и (c) – набор последовательностей четных $d_r^{(2k)} = \pm 1$ и нечетных $d_l^{(2k+1)} = \pm 1$ символов, имеющих длительность $2T$ и смещенных друг относительно друга на величину интервала T, где $r, l = 1, 2, 3, ..., m$, $k = 1, 2, 3, ..., N$, N – количество элементов в последовательности, m – объем канального алфавита.

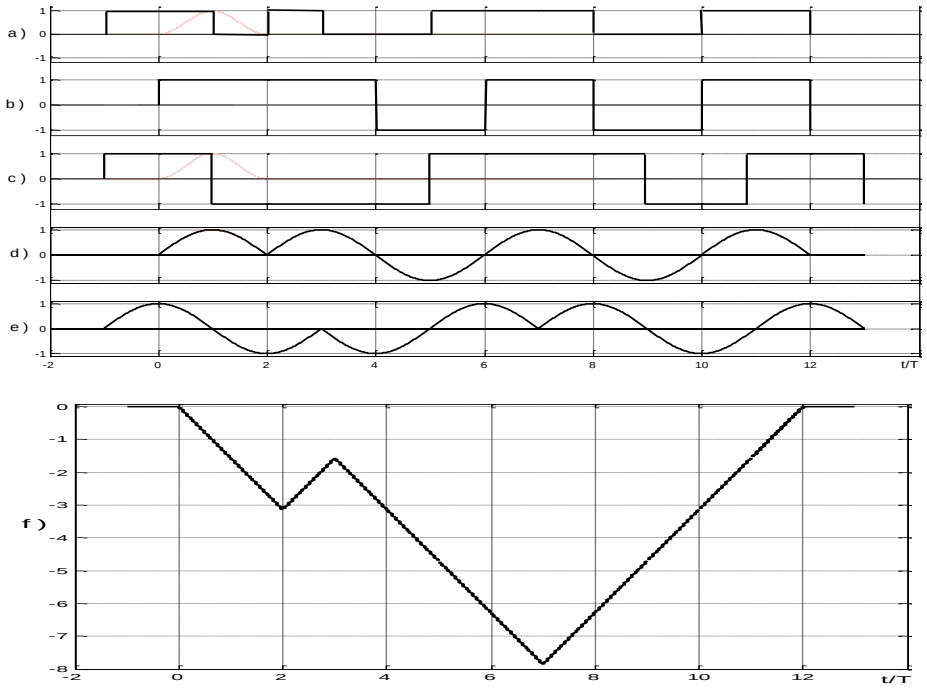


Рисунок 2.4. – Временные диаграммы работы квадратурного модулятора

На данном рисунке (d) и (e) приведен пример построения в каждом квадратурном канале последовательности спектрально-эффективных сигналов с вещественной огибающей $a(t)$ следующего вида:

$$a(t)=\begin{cases}\sin\left(\dfrac{\pi t}{2T}\right), 0\le t\le 2T;\\ 0, \qquad\quad 0>t>2T.\end{cases}$$

Здесь же (f) показана диаграмма фазовых изменений последовательности сигналов. Несмотря на то, что подобные сигналы находят широкое применение в телекоммуникационных системах связи [14], их удельные частотные и энергетические затраты существенно отличаются от предельных значений, задаваемых теоремой Шеннона для непрерывных каналов с шумом.

Для приближения к границам Шеннона требуется использовать вещественные огибающие $a(t)$, форма которых задается атомарными функциями. Для обеспечения малых значений удельных затрат полосы частот длительность сигналов в каждом квадратурном канале должна в несколько раз превышать длительность T, что реализуется только при введении управляемой межсимвольной интерференции.

На выходе модуля суммирования квадратурного модулятора случайную последовательность спектрально-эффективных сигналов со средней частотой ω_0 можно записать следующим образом:

$$y(t)=\sum_{k=0}^{(N-1)/2} d_{r_0}^{(2k)} a\left(t-2kT\right)\sin\left[\omega_0 t\right]+$$
$$+\sum_{k=0}^{(N-1)/2} d_{r_1}^{(2k+1)} a\left(t-(2k+1)T\right)\cos\left[\omega_0 t\right].$$

Спектрально-эффективные ЧМ сигналы с ГММС (гауссовская частотная манипуляция с минимальным частотным сдвигом) также могут быть сформированы при помощи квадратурного модулятора (рис. 2.5).

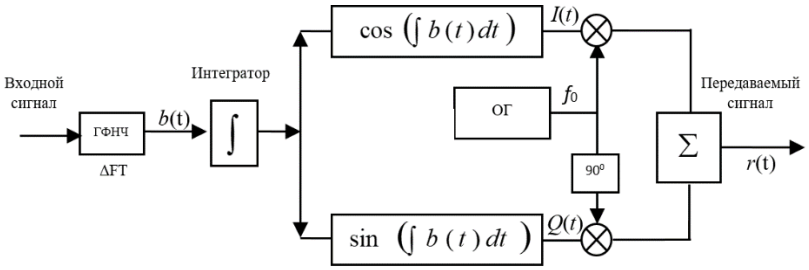


Рисунок 2.5. – Схема квадратурного модулятора сигналов ЧМ с ГММС

Структурная схема модулятора сигналов FQPSK [15] с нелинейным усилителем мощности совпадает со структурной схемой ЧМ сигналов с ГММС. Входная двоичная последовательность данных преобразуется в две независимые последовательности символов каналов I/Q, которые затем обрабатываются фильтром, определяющим форму импульсов и имеющим импульсную характеристику.

$$a(t)=\begin{cases}0.5\left[1+\cos\left(\pi t/T_s\right)\right], & |t|\le T_s;\\ 0, & |t|\ge T_s.\end{cases} \tag{2.5}$$

На выходе квадратурного модулятора и жесткого ограничителя получаем сигнал вида:

$$S_0(t)=\frac{I(t)\sin(\omega_0 t)}{\sqrt{I^2(t)+Q^2(t)}}+\frac{Q(t)\cos(\omega_0 t)}{\sqrt{I^2(t)+Q^2(t)}}, \tag{2.6}$$

где $I(t)=d_I^{(n)}a\left(t-(n-0.5)T_s\right)+d_I^{(n-1)}a\left(t-(n+0.5)T_s\right)$,

$Q(t)=d_Q^{(n)}a\left(t-nT_s\right)+d_Q^{(n-1)}a\left(t-(n-1)T_s\right)$.

Следует отметить, что в данное время в основном применяют формирование спектрально-эффективных сигналов на сигнальных процессорах (например, сигналы ЧМ с ГММС в стандарте сотовой связи GSM) [11].

2.2. Способы технической реализации устройств формирования спектрально-эффективных сигналов

Автор разработал устройства формирования спектрально-эффективных сигналов, обеспечивающего увеличение объемов передаваемой информации в отведенной полосе частот и увеличение быстродействия при формировании

спектрально-эффективных сигналов, а также повышение степени защиты передаваемой информации (см. рис. 2.6).

Задачей, решаемой при разработке устройства (см. рис. 2.6), является увеличение объемов передаваемой информации в отведенной полосе частот.

Устройство содержит блок дискретизации БД, электронные ключи ЭК, сумматор Σ, многоотводную линию задержки ЛЗ-1,…,ЛЗ-М, генератор тактовых импульсов ГИ, формирователь управляющих импульсов ФУИ, взвешивающие элементы ВЭ-1,…,ВЭ-М элемент задержки ЭЗ, инвертор И и фильтр нижних частот ФНЧ [см. 8, список патентов].

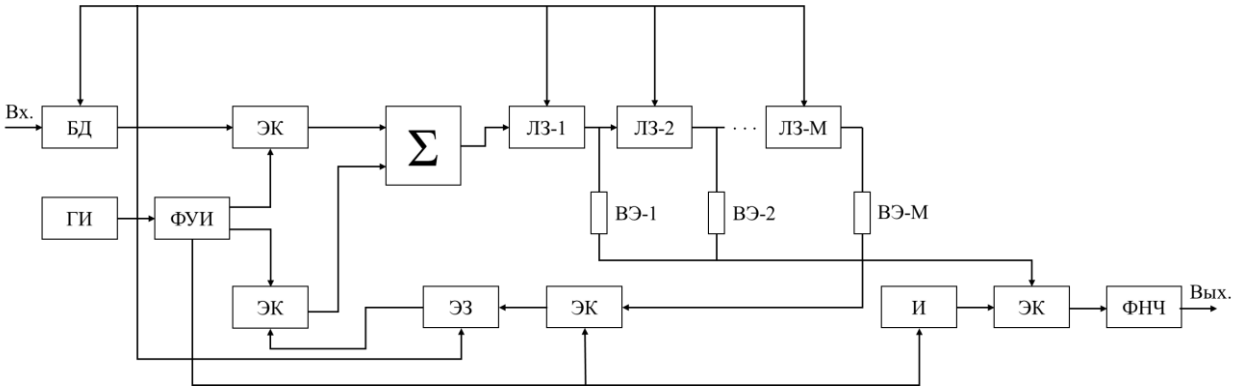


Рисунок 2.6. – Устройство формирования спектрально-эффективных сигналов

Временная диаграмма работы представлена на рис. 2.7. Информация передается путем смены полярности видеоимпульсов длительностью *T*. Входная информационная последовательность символов, состоящая из прямоугольных видеоимпульсов различной полярности, поступает на первый вход блока дискретизации БД (диаграмма 1). На второй вход блока дискретизации БД поступают тактовые импульсы длительностью τ, имеющие период следования $T_И$. Длительность этих импульсов выбирается из условия $\tau << T_И$. На выходе блока дискретизации БД формируется последовательность импульсов длительностью τ, амплитуда каждого из которых равна амплитуде соответствующего видеоимпульса на входе устройства формирования сигналов. Длительность последовательности этих импульсов равна *T*. Эта последовательность через первый электронный ключ ЭК поступает на первый

вход сумматора Σ. Проходя без изменения (на втором входе сумматора сигнал отсутствует), сигнал поступает на вход дискретно-аналогового нерекурсивного фильтра. С помощью взвешивающих элементов формируется импульсный отклик дискретно-аналогового нерекурсивного фильтра. Число взвешивающих элементов и ячеек линии задержки равно числу M выборочных значений на длительности T. На выходе взвешивающих элементов (вход четвертого электронного ключа ЭК формируется сигнал треугольной формы, совпадающий с видом реакции фильтра на входное воздействие в виде прямоугольного видеоимпульса (диаграмма 2). При этом длительность этого сигнала равна удвоенной длительности прямоугольного видеоимпульса $2T$. Этот сигнал по линии обратной связи последовательно поступает на третий электронный ключ ЭК, элемент задержки ЭЗ (задерживаясь на время $2T$) и через второй электронный ключ ЭК на второй вход сумматора Σ. Проходя без изменения (т.к. на первом входе сумматора сигнал отсутствует), сигнал поступает на вход многоотводной линии задержки. Управление работой многоотводной линией задержки осуществляется от генератора тактовых импульсов ГИ. В этом случае импульсный отклик дискретно-аналогового нерекурсивного фильтра будет иметь вид, изображенный на диаграмме 3. На выходе этого фильтра формируется сигнал, по форме совпадающий со сверткой видеоимпульса треугольной формы длительности и импульсного отклика фильтра длительности T. Длительность сигнала на выходе взвешивающих элементов равна $3T$. Через четвертый электронный ключ и фильтр нижних частот сигнал поступает на выход устройства формирования сигналов (диаграмма 4). Фильтр нижних частот осуществляет сглаживание ступенчатой формы свертки согласованного дискретно-аналогового фильтра в напряжение непрерывной формы. Таким образом, на выходе устройства сформированы сигналы, имеющие увеличенную длительность и скругление формы огибающей. Увеличение длительности приводит к сужению занимаемой полосы частот, а скругление формы огибающей колебания

приводит к увеличению скорости спада внеполосных излучений. За счет этого появляется возможность увеличения числа парциальных каналов в многоканальной системе передачи информации с частотным разделением каналов и, как следствие, увеличение объемов передаваемой информации в отведенной полосе частот.

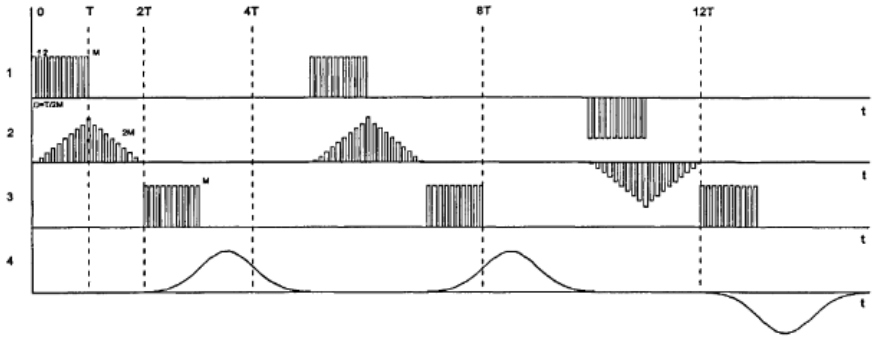


Рисунок 2.7. – Временная диаграмма работы устройства

Разработано цифровое устройство формирования спектрально-эффективных сигналов (рис. 2.8), включающее аналого-цифровой преобразователь, управляющий вход которого подключается к выходу блока синхронизации, первый мультиплексор, параллельный регистр, сумматор и первый блок управления, цифро-аналоговый преобразователь, два мультиплексора, два последовательно-параллельных многоразрядных регистра, второй и третий блоки управления, блок управления обратной связью, фильтр нижних частот. Основной задачей при разработке данного устройства, является повышение быстродействия при формировании спектрально-эффективных сигналов, а также повышение степени защиты передаваемой информации [см. 9, список патентов].

Основной задачей, решаемой при разработке устройства (см. рис. 2.8) является увеличение быстродействия при формировании спектрально-эффективных сигналов, а также повышение степени защиты передаваемой информации.

Для решения поставленной задачи разработано цифровое устройство формирования спектрально-эффективных сигналов. Устройство включает аналого-цифровой преобразователь (АЦП), управляющий вход которого

соединен с выходом блока синхронизации (БС), первый мультиплексор (МП), параллельный регистр (ПР), сумматор (С) и первый блок управления (БУ), цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), два мультиплексора (МП), два последовательно-параллельных многоразрядных регистра (ППМР), второй и третий блоки управления (БУ), блок управления обратной связью (БУ ОС), фильтр нижних частот (ФНЧ). Сигнальные многоразрядные выходы первого мультиплексора соединены с сигнальными входами первого последовательно-параллельного многоразрядного регистра, имеющего группы многоразрядных выходов.

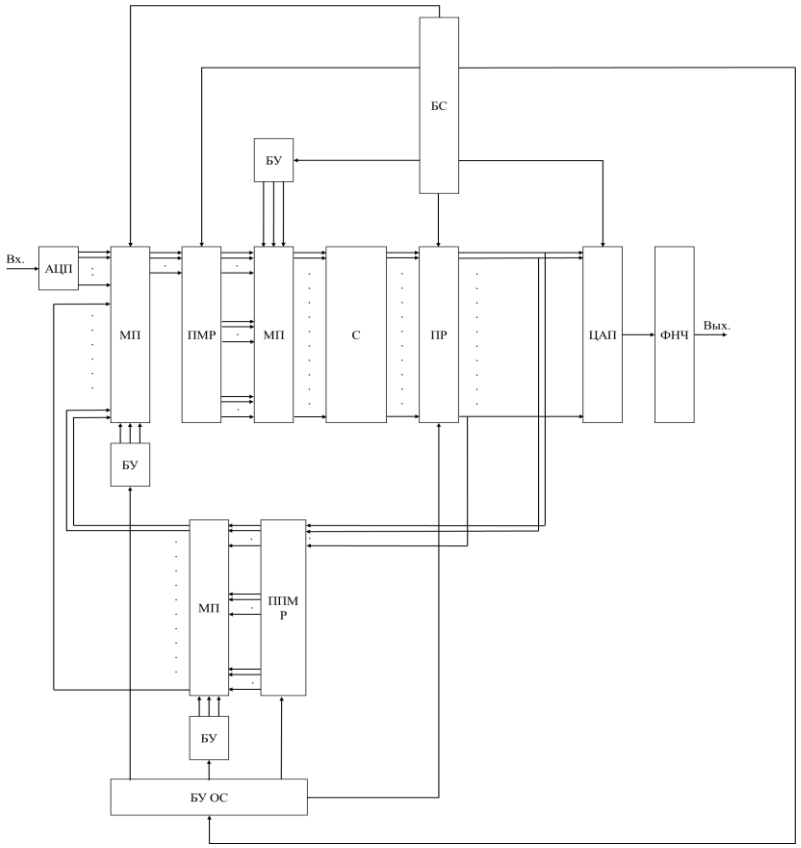


Рисунок 2.8. – Цифровое устройство формирования спектрально-эффективных сигналов

Регистр подключен к сигнальным входам второго мультиплексора, у которого управляющие входы соединены с выходами первого блока управления, а его выходы подключены к первой группе входов сумматора, выходы, которого подключены к входам параллельного регистра. Блок синхронизации соединен с первым последовательно-параллельным

многоразрядным регистром, первым блоком управления, параллельным регистром, цифро-аналоговым преобразователем и входом блока управления обратной связью. Первый выход блока управления обратной связью соединен с управляющим входом параллельного регистра, второй его выход с управляющим входом второго последовательно-параллельного многоразрядного регистра, третий и четвертый выходы соединены, соответственно, с входами второго и третьего блоков управления. Выходы третьего блока управления соединены с управляющими входами первого мультиплексора, у которого первые сигнальные входы соединены с выходами аналого-цифрового преобразователя, а вторые сигнальные входы соединены с выходами третьего мультиплексора, у которого группы многоразрядных сигнальных входов подключены к многоразрядным выходам второго последовательно-параллельного многоразрядного регистра. Входы регистра соединены одновременно с выходами параллельного регистра, второй группой входов сумматора, и входами цифро-аналогового преобразователя, а его выход соединен с входом фильтра нижних частот, выход которого является выходом цифрового устройства формирования спектрально-эффективных сигналов.

Первый последовательно-параллельный многоразрядный регистр, второй мультиплексор, третий блок управления, сумматор, блок синхронизации, параллельный регистр, а также цепь обратной связи, образованная блоком управления обратной связью, вторым последовательно-параллельным многоразрядным регистром, третьим мультиплексором, вторым и третьим блоками управления образуют цифровой согласованный фильтр, который лежит в основе работы устройства формирования спектрально-эффективных сигналов.

Введение обратной связи позволяет формировать произвольный импульсный отклик и многократно повторять операцию свертки входного сигнала и импульсного отклика цифрового согласованного фильтра. Это в

совокупности приводит к сглаживанию формы входного сигнала и, как следствие, во-первых, к увеличению скорости спада внеполосных излучений и, во-вторых, к уменьшению полосы занимаемых частот. Увеличение скорости спада происходит из-за округления формы сигналов, а уменьшение полосы частот - из-за увеличения длительности сигналов.

Такое изменение формы сигналов может быть необходимым для повышения степени защиты информации от несанкционированного радиоперехвата сообщений. Передаваемые сигналы должны обладать возможностью изменения формы огибающей последовательности с определенной периодичностью автоматически, в процессе работы устройств передачи-приема информации.

Процедуру работы цифрового согласованного фильтра можно описать выражением:

$$S^{q}_{ВЫХ}\left(k\Delta t\right)=\sum_{i=0}^{N-1} g^{(p)}\left(i\Delta t\right)s^{(p)}_{ВХ}\left[\left(k-i\right)\Delta t\right] \qquad (2.7)$$

где $S^{q}_{ВЫХ}\left(k\Delta t\right)-$ выборочные значения выходного сигнала на выходе цифрового согласованного фильтр в форме q-разрядных чисел; $g^{(p)}\left(i\Delta t\right)$ – выборочные значения импульсного отклика цифрового согласованного фильтра в форме p-разрядных чисел; $s^{(p)}_{ВХ}\left[\left(k-i\right)\Delta t\right]-$ выборочные значения входного сигнала в форме n-разрядных чисел; N – число выборочных значений на длительности T импульсного отклика цифрового согласованного фильтра; Δt – интервал дискретизации.

Приведенное математическое подтверждение работы согласованного фильтра справедливо для видеосигналов прямоугольной формы, но возможно использование сигналов произвольной формы. Если фильтр имеет, например, импульсный отклик в форме прямоугольного видеоимпульса единичной амплитуды, то $g^{(p)}\left(i\Delta t\right)=1.$

В этом случае процедура работы цифрового согласованного фильтра существенно упрощается, а именно выборочные значения выходного напряжения будут определяться следующими выражениями:

$$s_{ВЫХ}^{(q)}(0) = s_{ВХ}^{(n)}(0) + s_{ВХ}^{(n)}(-\Delta t) + s_{ВХ}^{(n)}(-2\Delta t) + ... + s_{ВХ}^{(n)}\left(-(N-1)\Delta t\right)$$

$$s_{ВЫХ}^{(q)}(1) = s_{ВХ}^{(n)}(\Delta t) + s_{ВХ}^{(n)}(0) + s_{ВХ}^{(n)}(-\Delta t) + s_{ВХ}^{(n)}(-2\Delta t) + ... + s_{ВХ}^{(n)}\left(-(N-2)\Delta t\right)$$

...

$$s_{ВЫХ}^{(q)}(N-1) = s_{ВХ}^{(n)}\left((N-1)\Delta t\right) + s_{ВХ}^{(n)}\left((N-2)\Delta t\right) + s_{ВХ}^{(n)}\left((N-3)\Delta t\right) + ... + s_{ВХ}^{(n)}(0) \quad (2.8)$$

С учетом этих выражений процедура работы фильтра может быть выполнена без использования программируемого запоминающего устройства и запоминающего устройства. Это позволит увеличить быстродействие согласованного фильтра и всего устройства в целом.

Увеличение степени защиты информации от несанкционированного приема достигается путем динамического изменения формы сигналов в процессе передачи информации. Динамическое изменение формы сигналов достигается с помощью изменения числа операций свертки входного сигнала и импульсного отклика цифрового согласованного фильтра. Эта процедура происходит в цепи обратной связи устройства. В этом случае в процессе передачи последовательности сигналов их форма будет изменяться. Считая, что закон изменения формы сигналов известен только приемной стороне, при несанкционированном приеме будет невозможно достоверно принимать информацию. Это особенно важно в многоканальных беспроводных системах передачи информации.

2.3. Методы приема спектрально-эффективных сигналов

Алгоритм оптимального когерентного приема сигналов длительностью T без межсимвольной интерференции имеет вид:

$$\int_0^T s_0(t) \cdot x(t) dt > 0 \ , \quad (2.9)$$

где $x(t) = s_0(t) + n(t)$, $n(t)$ – гауссовский шум, $s_0(t)$ – полезный сигнал.

При приеме сигналов, сформированных прямым методом, на входе устройства используется приемный полосовой фильтр (рис. 2.9), который устраняет внеполосные шумы и помехи. Схема восстановления несущей формирует из принимаемой модулированной несущей чистую (немодулированную) несущую. Перемножитель приемника, за которым следует приемный фильтр нижних частот, демодулирует принятый сигнал. Демодулированный и ограниченный по полосе сигнал поступает на пороговый компаратор, стробируемый сигналом тактовой (символьной) частоты. Эта частота формируется схемой восстановления тактовой частоты.

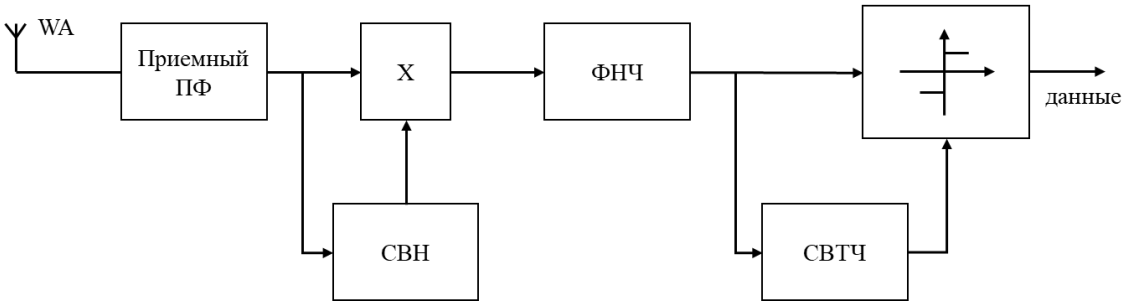


Рисунок 2.9. – Структурная схема когерентного демодулятора АМ сигналов

Схема автокорреляционной демодуляции изображена на рис. 2.10. Автокорреляционный демодулятор выполняет демодуляцию путем сравнения фаз непосредственно демодулированного сигнала и, таким образом, не требуется наличия схемы восстановления несущей. Модулированный сигнал перемножается с задержанной на 1 бит копией сигнала и фильтруется с помощью фильтра НЧ.

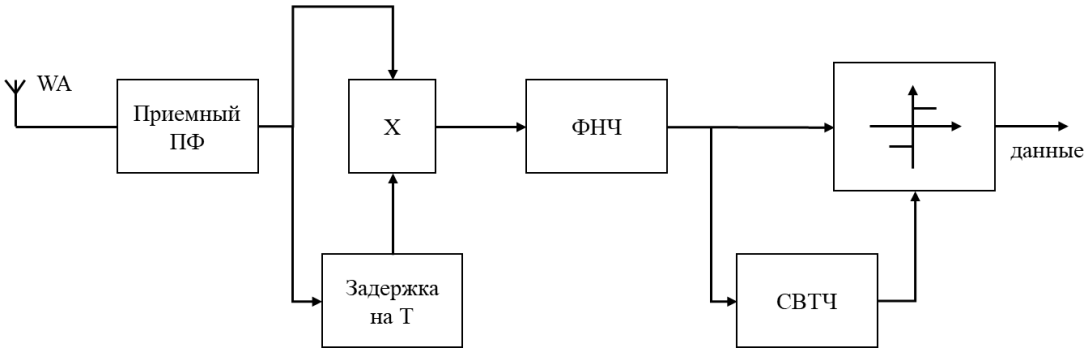


Рисунок 2.10. – Структурная схема автокорреляционного демодулятора АМ сигналов.

При когерентной демодуляции несущая частота и фаза принимаемого модулированного сигнала должны быть точно восстановлены.

Методы приема сигналов, сформированных с использованием квадратурного принципа, предполагают раздельную обработку входного процесса в синфазном и квадратурном канале. При этом, как правило, применяются когерентные способы приема, предполагающие выделение случайной начальной фазы принимаемых колебаний, формирование тактовой последовательности и определение начала принимаемой последовательности данных.

На практике выделение опорного колебания при приеме спектрально-эффективных сигналов выполняется по средствам полосовой фильтрации остатка несущего колебания, добавляемого в передаваемый групповой сигнал, либо за счет применения систем фазовой автоподстройки частоты [11,16]. Широкое распространение получила схема синхронизации, используемая при приеме сигналов ЧМ с ММС [11]. Следует отметить, характеристики систем синхронизации и выделения несущего колебания существенно влияют на достоверность приема информации. В частности, шумовая полоса системы синхронизации несущей значительно влияет на помехоустойчивость приема. Так, при приеме сигналов ЧМ с ГММС с $\Delta FT = 0.25$ в непрерывном гауссовском канале с постоянными параметрами энергетические потери при приеме информации составляют 2 дБ при $p_{ОШ} = 10^{-5}$.

Для восстановления несущего колебания при приеме сигналов с межсимвольной интерференцией используются методы обработки сигналов с полным откликом (в частности, усложнение схемы Костаса при синхронизации несущей). Наибольшая эффективность достигается методами, специально разработанными для приема сигналов с межсимвольной интерференцией [11]. Для таких сигналов осложняется решение задачи выделения тактовой синхронизации: в спектре отсутствует составляющая на частоте, соответствующей тактовой, в некоторых сигналах с межсимвольной

интерференцией отсутствует и составляющие на частоте, равной несущей. Эффективные методы тактовой синхронизации были предложены Бингамом (Bingham) [15].

Как известно [11], для двоичных сигналов длительностью T без межсимвольной интерференции в каждом квадратурном канале алгоритм оптимального когерентного приема имеет вид:

$$\int_0^T s_l(t)\cdot x(t)dt > 0,\ l=1,2 \qquad (2.10)$$

где $x(t)=s_l(t)+n(t),\ n(t)$ – гауссовский шум, $s_l(t)$ – полезный сигнал.

При приеме сигналов с межсимвольной интерференцией алгоритм оптимального когерентного приема, реализующий критерий максимума отношения правдоподобия имеет вид [11]:

$$\sum_{i=1}^{m^{n-1}}\sum_{j=1}^{m^{n-1}}\exp\left[B_l^{(i,j)}-\frac{1}{N_0}E_l^{(i,j)}\right] > \sum_{i=1}^{m^{n-1}}\sum_{j=1}^{m^{n-1}}\exp\left[B_r^{(i,j)}-\frac{1}{N_0}E_r^{(i,j)}\right], \qquad (2.11)$$

где $B_r^{(i,j)}=\frac{1}{N_0}\int_{kT}^{(k+n)T} x(t)\left[s_r^{(k)}(t-kT)+y_-(t,i)+y_+(t,j)\right]dt$,

$E_r^{(i,j)}=\frac{1}{N_0}\int_{kT}^{(k+n)T}\left[s_r^{(k)}(t-kT)+y_-(t,i)+y_+(t,j)\right]^2 dt$, $y_-(t,i)=\sum_{p=k-1}^{k-M} d_r^{(p)}s_r(t-kT)$;

$y_+(t,i)=\sum_{p=k+1}^{k+M} d_r^{(p)}s_r(t-kT)$.

Реализация алгоритма (2.11) достаточно сложна и при больших скоростях передачи символов канального алфавита практически не используется. Более простым в реализации оказывается подоптимальный метод поэлементного приема [11]:

$$\int_{kT}^{(k+n)T} x(t)s_l^{(k)}(t-kT)dt-\frac{1}{2}\overline{E}_l > \int_{kT}^{(k+n)T} x(t)s_r^{(k)}(t-kT)dt-\frac{1}{2}\overline{E}_r, \qquad (2.12)$$

где $\overline{E}_r=\sum_{i=1}^{m^{n-1}}\sum_{j=1}^{m^{n-1}}E_r^{(i,j)}$.

В условиях межсимвольной интерференции целесообразно использовать алгоритмы приема «в целом» на основе алгоритма Витерби [11]. При реализации этого алгоритма предполагается, что произвольная *i*-я последовательность сигналов $s_r(t)$ имеет вид:

$$s(t,i)=\sum_{k=0}^{N-1} d_{ri}^{(k)} s_r(t-kT),\ r=1,2,...,m;\ i=1,2,...,m^N$$

где N – число анализируемых сигналов при приеме «в целом», $d_{ri}^{(k)}$ – символ канального алфавита с порядковым номером k в i–й последовательности.

Тогда алгоритм Витерби будет иметь вид:

$$\int_0^{(N-1)T+nT} x(t)s(t,l)dt-\frac{1}{2}\int_0^{(N-1)T+nT} s^2(t,l)dt > \\ > \int_0^{(N-1)T+nT} x(t)s(t,i)dt-\frac{1}{2}\int_0^{(N-1)T+nT} s^2(t,i)dt. \qquad (2.13)$$

Регистрируется $s_r(t,l)$, если для всех $i\neq j\ \left(i,j=1,2,...,m^N\right)$.

Реализация алгоритма (2.13) возможна с помощью рекуррентных вычислительных процедур, которые могут быть выполнены с помощью микропроцессоров.

Довольно простым в реализации и эффективным в помехоустойчивости является алгоритм оптимального поэлементного приема при оптимизированном интервале анализа. Аналитическая запись алгоритма имеет вид:

$$\int_{t_0}^{t_0+T_a} x(t)\cdot s_l(t)dt>0. \qquad (2.14)$$

При этом T_a – интервал анализа выбирается меньше длительности сигнала LT. Реализация этого алгоритма весьма простая и позволяет проводить прием сигналов со скоростями передачи символов до 2 Мбит.

В качестве примера на рис. 2.11 приведена модель системы передачи спектрально-эффективных сигналов [15] с синусоидальной формой

огибающей в квадратурных каналах формирования без межсимвольной интерференции. В состав системы входит квадратурный передатчик и приемник (демодулятор). В состав приемника входит система выделения несущего колебания (СВН) и система выделения тактовой частоты (СВТЧ). Предполагается, что в канале передачи присутствует лишь аддитивный гауссовский шум.

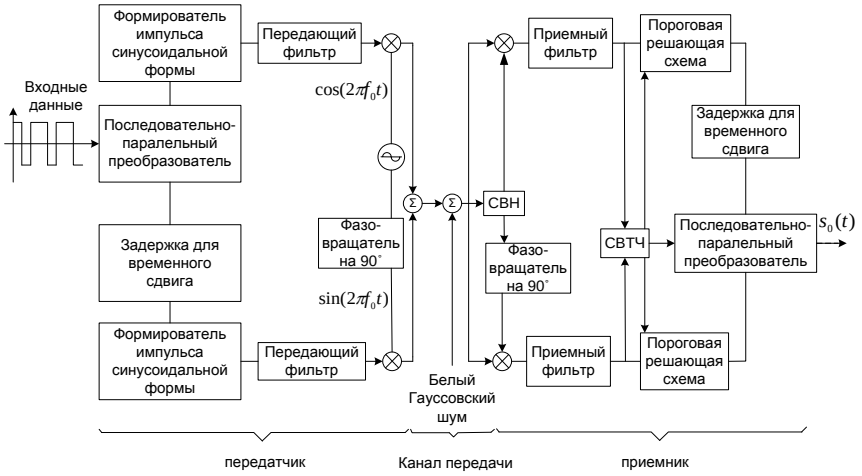


Рисунок 2.11. – Структурная схема квадратурного модулятора и когерентного демодулятора спектрально-эффективных сигналов

Анализируя рассмотренную выше структурную схему передачи сообщений можно видеть, что, сохраняя идеологию построения квадратурного модулятора и демодулятора возможно реализовать передачу и прием спектрально-эффективных сигналов с произвольными законами изменения частоты сигнала, в том числе и при наличии межсимвольной интерференции, которая будет вводиться специально в блоки формирования импульса.

2.4. Способы технической реализации супергетеродинных приемных устройств спектрально-эффективных сигналов

Повышение помехоустойчивости приема спектрально-эффективных сигналов обеспечивается, разработанными супергетеродинными приемниками путем:

- повышения чувствительности и помехоустойчивости приемника путем обеспечения приема полезной информации, содержащейся в одной боковой полосе, и сужения полосы пропускания приемника,

- обеспечения приема полезной информации на частотах основного и зеркального каналов приема,

- расширения функциональных возможностей путем обеспечения приема полезной информации, содержащейся в сигналах двух поляризаций [89-91].

Рассмотрим супергетеродинное приемное устройство с разделением входного сигнала по поляризации [89]. Применение супергетеродинного радиоприемного устройства позволяет уменьшить влияние активных потерь поляризаторов, устанавливаемых на входе приемных устройств, на температуру шумов входных каскадов этих устройств. Требуемый результат достигается тем, что на входе приемного устройства производится разделение входной волны, имеющей произвольную поляризацию, на ортогонально поляризованные компоненты, которые усиливаются малошумящими усилителями и далее поляризационно складываются для восстановления первоначальной поляризации.

Указанное выполнение изобретения позволяет уменьшить влияние активных потерь поляризаторов на температуру шумов входных каскадов приемного устройства за счет разделения входного сигнала, имеющего произвольную поляризацию, на две ортогонально поляризованные компоненты усиление каждой компоненты, малошумящими усилителями, поляризационному сложению усиленных сигналов для восстановления первоначальной поляризации и последующему преобразованию поляризации. Последовательное разделение входного сигнала на ортогональные составляющие, усиление каждой из них, поляризационное сложение и далее управление поляризацией с помощью поляризатора существенно не изменяет отношения сигнала к шуму, поскольку потери в разделителе ортогонально поляризованных составляющих, включенном перед малошумящими усилителями, носят реактивный характер, так как, в основном, определяются

качеством согласования и не оказывают существенного влияния на коэффициент шума приемного устройства, что и решает поставленную задачу.

Приемное устройство (см. рис. 2.12) содержит входную линию передачи, реализованную волноводной линией, разделитель ортогонально поляризованных составляющих ОПР, малошумящие усилители МШУ, сумматор ортогонально поляризованных составляющих Σ, поляризатор П, смеситель СМ, гетеродин Г, фильтр Ф, усилитель промежуточной частоты УПЧ и детектор Д.

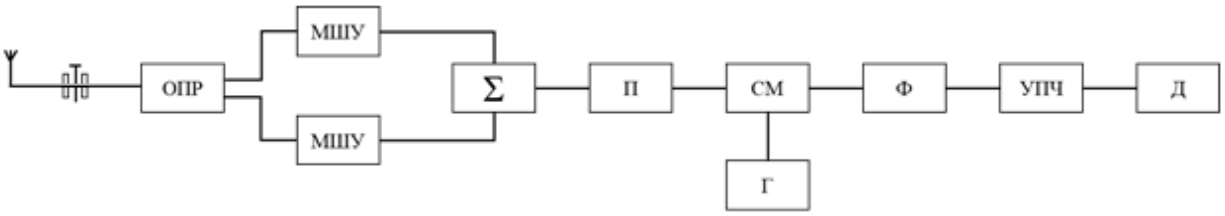


Рисунок 2.12 – Супергетеродинное радиоприемное устройство с разделением по поляризации

Другим примером может выступать супергетеродинное приемное устройство с обработкой спектрально-эффективных сигналов на частотах основного и зеркального каналах приема [90].

Достигаемый технический результат - повышение помехоустойчивости путем обеспечения приема полезной информации на частотах основного и зеркального каналов приема. Наиболее опасным побочным каналом приема является зеркальный канал приема, частота которого $f_З$ отстоит от частоты основного канала приема $f_С$ на удвоенную промежуточную частоту ($2f_{ПР}$) в сторону расположения частоты гетеродина $f_Г$, т.е. на частотной оси зеркальный и основной каналы приема симметрично расположены относительно частоты гетеродина. Это приводит к тому, что одно и тоже значение промежуточной частоты может быть получено в результате приема сигналов на двух частотах $f_С$ и $f_З$, т.е. $f_{ПР} = f_С - f_Г$ и $f_{ПР} = f_Г - f_С$. При этом с частоты приема основного канала $f_С$ на промежуточную частоту $f_{ПР}$ переносится полезная информация, а все, что переносится на промежуточную

частоту $f_{ПР}$ с частоты зеркального канала приема *f*, играет роль помехи, что приводит к снижению качества приема полезной информации и снижению помехоустойчивости приемника. Преобразование по зеркальному каналу приема происходит с тем же коэффициентом преобразования $K_{ПР}$, что и по основному каналу приема. Поскольку зеркальный канал приема по сравнению с другими побочными каналами приема наиболее существенно влияет на помехозащищенность супергетеродинного приемника, то используют различные методы ослабления влияния данного канала приема. Основными методами ослабления приема по зеркальному каналу являются улучшение избирательных свойств преселектора, т.е. избирательных свойств элементов, расположенных до первого преобразователя частоты, и увеличение значения промежуточной частоты $f_{ПР}$. Решение этой задачи, очевидно, упрощается при выборе более высокой промежуточной частоты. Однако последнее, в свою очередь, затрудняет формирование требуемой резонансной характеристики усилителя промежуточной частоты, особенно если полоса пропускания его должна быть достаточно узкой. Разрешение возникающего противоречия возможно путем применения двойного преобразования частоты, а иногда и многократного преобразования.

В ряде случаев, особенно в условиях сложной электромагнитной обстановки и сильных по интенсивности помех, целесообразно не ослаблять, а использовать этот нежелательный побочный канал приема для повышения помехоустойчивости супергетеродинного приемника.

Поставленная задача решается тем, что в супергетеродинный приемник, содержащий антенну, усилитель радиочастоты, последовательно включенные смеситель, второй вход которого соединен с выходом гетеродина, усилитель промежуточной частоты, детектор, усилитель частоты модуляции и оконечное устройство, снабжен двумя полосовыми фильтрами с одинаковыми полосами пропускания, частоты настройки которых соответствуют частотам основного и зеркального каналов приема, двумя измерителями отношения сигнал/шум,

ключом, блоком сравнения, системой АРУ и электронным коммутатором, причем выход приемной антенны соединен с входом усилителя радиочастоты, выход которого через первый полосовой фильтр соединен с входом первого измерителя отношения сигнал/шум и с первым сигнальным входом электронного коммутатора, выход усилителя радиочастоты через второй полосовой фильтр соединен с входом второго измерителя отношения сигнал/шум, с вторым сигнальным входом электронного коммутатора и сигнальным входом ключа, выход первого измерителя отношения сигнал/шум соединен с первым управляющим входом электронного коммутатора и первым входом блока сравнения, а выход второго измерителя отношения сигнал/шум соединен с вторым управляющим входом электронного коммутатора и вторым входом блока сравнения, выход электронного коммутатора соединен с входом смесителя, выход блока сравнения соединен с управляющими входом ключа, выход которого соединен с входом смесителя, выход усилителя промежуточной частоты через систему АРУ соединен с вторым входом этого усилителя [91].

Структурная схема предлагаемого супергетеродинного приемника представлена на рис. 2.13.

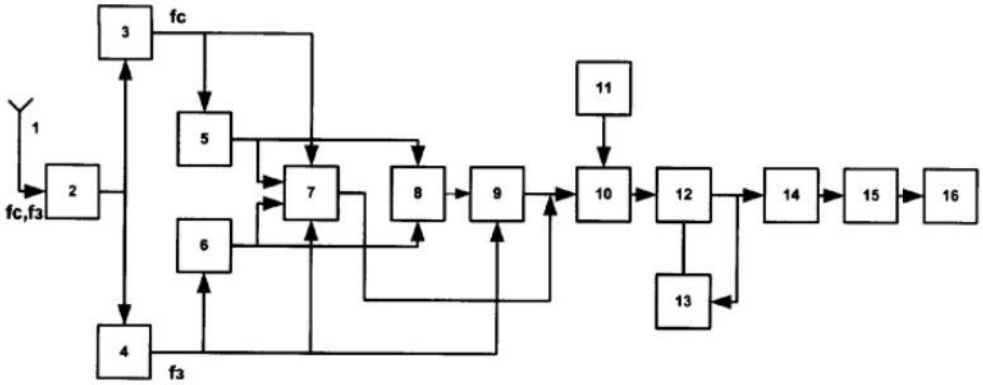


Рисунок 2.13. – Супергетеродинное радиоприемное устройство повышенной помехоустойчивости

Супергетеродинный приемник содержит последовательно включенные приемную антенну 1, усилитель 2 радиочастоты, первый 3 полосовой фильтр настроен на частоту основного канала приема, выход которого соединен с входом первого 5 измерителя отношения сигнал/шум и с первым сигнальным

входом электронного коммутатора 7, выход усилителя 2 радиочастоты через второй 4 полосовой фильтр, настроенный на частоту зеркального канала приема, соединен с входом второго 6 измерителя отношения сигнал/шум, с вторым сигнальным входом электронного коммутатора 7 и сигнальным входом ключа 9, выход первого 5 измерителя отношения сигнал/шум соединен с первым управляющим входом электронного коммутатора 7 и первым входом блока сравнения 8, а выход второго 6 измерителя отношения сигнал/шум соединен с вторым управляющим входом электронного коммутатора 7 и вторым входом блока сравнения 8. Выход электронного коммутатора 7 соединен с входом смесителя 10, к второму входу которого подключен гетеродин 11, выход блока сравнения 8 соединен с управляющим входом ключа 9, выход которого соединен с входом смесителя 10. К выходу смесителя 10 подсоединены последовательно соединенные усилитель промежуточной частоты 12, детектор 14, усилитель 15 частоты модуляции и оконечное устройство 16, причем выход усилителя промежуточной частоты 12 через систему АРУ 13 соединен с вторым входом этого усилителя.

Принимаемые сигналы на частотах f_C основного и зеркального $f_З$ каналов приема с выхода приемной антенны 1 через широкополосный усилитель 2, где происходит их одинаковое усиление, поступают на входы полосовых фильтров 3 и 4 с одинаковыми полосами пропускания, частоты настройки которых равны соответственно частотам основного f_C и зеркального $f_З$ каналов приема. С выходов полосовых фильтров 3 и 4 сигналы на частотах f_C и $f_З$ поступают соответственно на входы первого 5 и второго 6 измерителей отношения сигнал/шум, а также на первый и второй сигнальные входы электронного коммутатора 7. Кроме того, с выхода полосового фильтра 4 сигнал подается на сигнальный вход ключа 9. На выходе измерителей 5 и 6 отношений сигнал/шум вырабатываются управляющие напряжения, пропорциональные отношениям сигнал/шум в основном и зеркальном каналах, которые подаются соответственно на первый и второй управляющие

входы электронного коммутатора 7, а также на два входа блока 8 сравнения. Электронный коммутатор 7 в соответствии с управляющими напряжениями, поступающими на его первый и второй управляющие входы, обеспечивает прохождение на его выход сигналов, поступающих на сигнальные входы с основного и зеркального каналов, с большим отношением сигнал/шум. В зависимости от электромагнитной обстановки это может быть сигнал или на частоте основного f_C или зеркального $f_З$ каналов приема. Сигнал на частоте f_C или $f_З$ с большим отношением сигнал/шум с выхода электронного коммутатора 7 поступает на первый вход смесителя 10 и с помощью гетеродина 11 преобразуется на промежуточную частоту $f_{ПР}$. После усиления сигнала усилителем 12 промежуточной частоты осуществляется детектирование сигнала детектором 14 и усиление продетектированного сигнала в усилителе 15 частоты модуляции, после чего низкочастотный сигнал, содержащий полезную информацию, регистрируется оконечным устройством 16. Сигнал на промежуточной частоте с выхода усилителя 12 промежуточной частоты поступает на схему 13 АРУ, на выходе которой вырабатывается управляющее напряжение $U_{УПР}$, которое подается на второй вход усилителя промежуточной частоты, обеспечивая необходимую регулировку его коэффициента усиления.

Если отношения сигнал/шум на выходе измерителей 5 и 6 будут одинаковы, то электронный коммутатор 7 в этой ситуации не работает, и, следовательно, сигнал на его выходе отсутствует. В этом случае управляющие напряжения с выходов измерителей 5 и 6 отношения сигнал/шум подаются на входы блока сравнения 8. При равенстве напряжений, поступающих на входы блока сравнения 8, на его выходе формируется напряжение, которое подается на управляющий вход ключа 9, открывая его. Сигнал с выхода ключа 9 подается на вход смесителя, обеспечивая бесперебойную работу приемника.

Таким образом, супергетеродинный приемник имеет более высокую помехоустойчивость, что особенно важно в условиях сложной

электромагнитной обстановки и постановки помех. Это достигается за счет обеспечения приема полезной информации, передаваемой на двух частотах, частотах основного f_C и зеркального $f_З$ каналов приема. Частотный разнос между этими каналами, равный удвоенной промежуточной частоте $2\,f_{ПР}$, обеспечивает независимость этих каналов. Анализ отношения сигнал/шум в двух независимых каналах и автоматический выбор наибольшего из них позволяет автоматически подключать к первому входу смесителя тот канал, в котором в данный момент времени будет максимальное отношение сигнал/шум. Одновременно в таком приемнике устраняется наиболее опасный побочный канал приема.

Еще одним примером разработанного приемного устройства может выступать супергетеродинное приемное устройство с приемом полезной информации, содержащейся в сигналах двух поляризаций [91].

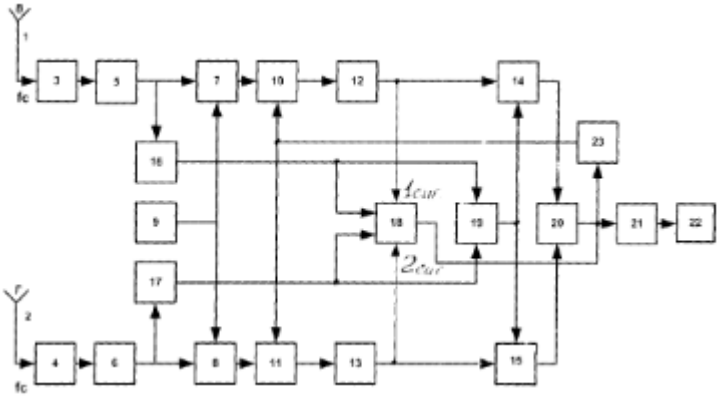


Рисунок 2.14. – Супергетеродинное радиоприемное устройство с расширенными функциональными возможностями

Достигаемый технический результат - расширение функциональных возможностей и повышение помехоустойчивости приемника путем обеспечения приема полезной информации, содержащейся в сигналах двух поляризаций.

Поставленная задача решается тем, что в супергетеродинный приемник (рис. 2.14), содержащий последовательно соединенные первую антенну, первую входную цепь, первые усилитель радиочастоты, смеситель, второй вход которого соединен с выходом гетеродина, усилитель промежуточной

частоты и детектор, последовательно соединенные усилитель частоты модуляции и оконечное устройство, дополнительно введены последовательно соединенные вторые антенна, входная цепь, усилитель радиочастоты, смеситель, второй вход которого соединен с выходом гетеродина, усилитель промежуточной частоты и детектор, а также два измерителя отношения сигнал/шум, два ключа, электронный коммутатор, блок сравнения, сумматор, схема АРУ, выход которой соединен с вторыми входами обоих усилителей промежуточной частоты, причем выходы первого и второго усилителей радиочастоты подсоединены соответственно к входам первого и второго измерителей отношения сигнал/шум, выходы которых соединены соответственно с первым и вторым управляющими входами электронного коммутатора и с первым и вторым входами блока сравнения, выходы первого и второго детекторов соединены соответственно с первым и вторым сигнальными входами электронного коммутатора и сигнальными входами первого и второго ключей, к управляющим входам которых подсоединен выход блока сравнения, а выход ключей подсоединен к входам сумматора, выход которого соединен с входом усилителя частоты модуляции, с выходом электронного коммутатора и с входом схемы АРУ.

Супергетеродинный приемник включает два канала, каждый из которых состоит соответственно из последовательно соединенных приемных антенн 1 и 2, входных цепей 3 и 4, усилителей радиочастоты 5 и 6, смесителей 7 и 8, вторые входы которых соединены с выходом гетеродина 9, усилителей промежуточной частоты 10 и 11, детекторов 12 и 13, и ключей 14 и 15, двух измерителей отношения сигнал/шум 16 и 17, входы которых соединены соответственно с выходами усилителей радиочастоты 5 и 6, а выходы подключены соответственно к первому и второму управляющим входам электронного коммутатора 18 и к первому и второму входам блока сравнения 19, выход которого соединен с управляющими входами ключей 14 и 15. К первому и второму сигнальным входам электронного коммутатора

подключены соответственно выходы детекторов 12 и 13. Выходы ключей 14 и 15 соединены с входами сумматора 20, выход которого подключен к входу усилителя частоты модуляции 21, последовательно соединенного с оконечным устройством 22. Выход электронного коммутатора 18 подключен к выходу сумматора 20, входу схемы АРУ, выход которой соединен с вторыми входами усилителей промежуточной частоты 10 и 11.

Супергетеродинный приемник работает следующим образом. Для определенности будем считать, что приемная антенна 1 принимает сигнал вертикальной поляризации, а приемная антенна 2 - горизонтальной поляризации. Принятые сигналы с вертикальной и горизонтальной поляризацией на одной и той же несущей частоте f_C проходят соответствующие входные цепи 3 и 4, усиливаются усилителями радиочастоты 5 и 6 и поступают на входы смесителей 7 и 8, на вторые входы которых подается частота $f_Г$ с гетеродина 9, общего для каналов обеих поляризаций. На выходе смесителей 7 и 8 выделяется промежуточная частота $f_{ПР}$ с сохранением закона модуляции принятого сигнала. Сигналы на промежуточной частоте усиливаются соответственно усилителями промежуточной частоты 10 и 11 и подаются на детекторы 12 и 13, на нагрузках которых выделяются сигналы, соответствующие законам модуляции. Продетектированные сигналы с выхода детектора 12 подаются на первый сигнальный вход электронного коммутатора 18 и на сигнальный вход ключа 14, аналогично с выхода детектора 13 сигнал подается на второй сигнальный вход электронного коммутатора 18 и на сигнальный вход ключа 15. Избирательные и усилительные характеристики элементов в каналах вертикальной и горизонтальной поляризаций должны быть одинаковы. С выходов усилителей радиочастоты 5 и 6 сигналы вертикальной и горизонтальной поляризаций на частоте f_C поступают соответственно на входы измерителей 16 и 17. На выходе этих измерителей отношений сигнал/шум вырабатываются управляющие напряжения, пропорциональные

отношениям сигнал/шум в канале вертикальной и горизонтальной поляризаций, которые подаются соответственно на первый и второй управляющие входы электронного коммутатора 18, а также на два входа блока 19 сравнения. Электронный коммутатор 18 в соответствии с управляющими напряжениями, поступающими на его первый и второй управляющие входы, обеспечивает прохождение на его выход сигналов, поступающих на сигнальные входы с выходов детекторов 12 и 13 с большим отношением сигнал/шум. В зависимости от электромагнитной обстановки это может быть сигнал или по каналу вертикальной, или по каналу горизонтальной поляризации.

Если отношения сигнал/шум на выходе измерителей 16 и 17 будут одинаковы, то электронный коммутатор 18 в этой ситуации не работает и, следовательно, сигнал на его выходе отсутствует. В этом случае управляющие напряжения с выходов измерителей 16 и 17 отношения сигнал/шум подаются на входы блока сравнения 19. При равенстве напряжений, поступающих на входы блока сравнения 19, на его выходе формируется напряжение, которое подается на управляющие входы ключей 14 и 15, открывая их. Сигналы вертикальной и горизонтальной поляризаций с выхода ключей 14 и 15 подаются на вход сумматора 20, с выхода которого суммарный сигнал подается на вход усилителя частоты модуляции 21, обеспечивая бесперебойную работу приемника. Одновременно сигнал, который подается на вход усилителя частоты модуляции, подается на схему 23 АРУ, на выходе которой вырабатывается управляющее напряжение $U_{УПР}$, которое подается на вторые входы усилителей промежуточной частоты 10 и 11, обеспечивая необходимую регулировку их коэффициентов усиления.

Таким образом, разработанный супергетеродинный приемник имеет более широкие функциональные возможности и более высокую помехоустойчивость, что особенно важно в условиях сложной электромагнитной обстановки и постановки помех. Это достигается за счет

обеспечения приема полезной информации, содержащейся в независимых сигналах вертикальной и горизонтальной поляризаций. Анализ отношения сигнал/шум в двух независимых каналах и автоматический выбор наибольшего из них позволяет автоматически подключать к оконечному устройству тот канал, в котором в данный момент времени будет максимальное отношение сигнал/шум. В случае равенства отношений сигнал/шум в каналах, к оконечному устройству подается суммарный сигнал. Полагая, что сложение полезных сигналов происходит арифметически, а шумов геометрически, получается выигрыш в отношении сигнал/шум примерно в 1.41 раза. Кроме того, использование в этом супергетеродинном приемнике таких общих для каналов вертикальной и горизонтальной поляризаций элементов, как гетеродин и схема АРУ, позволяет все представленные на схеме элементы приемника конструктивно разместить в одном корпусе и облегчить условия эксплуатации по сравнению с двумя приемниками, каждый из которых предназначен для приема сигналов только одной поляризации.

Разработана мультисенсорная радиосистема передачи данных, которая может быть использована для получения, обработки, хранения телеметрической информации и выработки управляющих решений в условиях воздействия импульсных помех и узкополосных помех сети [93-95]. Использование размещенных на пункте управления устройства хранения информационной базы телеметрической информации и технологических данных, устройства хранения информационной базы результатов обработки и анализа телеметрической информации и устройства хранения информационной базы принятия решения по данным обработки и анализа телеметрической информации обеспечивает возможность использования ранее накопленного опыта принятия управляющих решений, результате чего повышаются потребительские свойства [92, 115].

Выводы по разделу 2

1. Недостатком прямых методов формирования спектрально-эффективных сигналов является высокое значение пик-фактора колебаний, что не позволяет использовать их в радиосистемах с ограниченным энергоресурсом.

2. Алгоритмы формирования спектрально-эффективных сигналов со сложными законами изменения частоты и фазы колебания, в том числе и при наличии межсимвольной интерференции, которая будет вводиться специально в блоки формирования, целесообразно реализовывать на основе квадратурного модулятора.

3. Разработаны способы технической реализации устройств формирования спектрально-эффективных сигналов на основе оптимальной фильтрации.

4. Алгоритмы приема сигналов, сформированных на основе квадратурного метода, целесообразно строить на основе когерентной обработки входного процесса раздельно в синфазном и квадратурном канале. При этом предполагается выделение случайной начальной фазы принимаемых колебаний, формирование тактовой последовательности и определение начала принимаемой последовательности данных.

5. В качестве способов технической реализации приемных устройств в диссертационной работе автором рассмотрены супергетеродинные приемные устройства с расширенными функциональными возможностями и повышенной помехоустойчивости, обеспечивающие прием спектрально-эффективных сигналов.

6. Разработана мультисенсорная радиосистема передачи данных, которая может быть использована для получения, обработки, хранения телеметрической информации и выработки управляющих решений в условиях воздействия импульсных помех и узкополосных помех сети.

3. МЕТОДИКА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБОБЩЕННЫМИ АТОМАРНЫМИ ВЕЙВЛЕТАМИ

3.1. Аналитическое представление случайной последовательности сигналов атомарными функциями Кравченко-Рвачева

В общем, все сигналы с амплитудными методами ограничения спектра можно именовать как сигналы с амплитудно-фазовой модуляцией (АФМ).

В общем виде такой сигнал может быть представлен как

$$s(t)=\mathrm{Re}\left\{\sum_{k=0}^{N-1} d_r^{(k)} a(t-kT) e^{j\omega_0 t}\right\},\ 0\le t\le NT; \tag{3.1}$$

где $d_r^{(k)}=d_{I_k}+jd_{Q_k}=A_k e^{j\varphi_k}$ – комплексные случайные величины, $a(t)$ – функция, описывающая форму модулируемых импульсов.

Рассмотрим импульсы $a(t)$, построенные на основе атомарной функции $\mathrm{up}(t)$. Для расчета используются следующие рекуррентные соотношения для моментов:

$$a_0=1,\ a_{2n+1}=0;\ a_{2n}=\frac{(2n)!}{2^{2n}-1}\sum_{k=1}^{n}\frac{a_{2n-2k}}{(2n-2k)!(2k+1)};$$

$$b_0=0.5,\ b_{2n}=a_{2n}/2;\ b_{2n+1}=\frac{1}{2^{2n+1}\cdot(n+1)!}\sum_{k=0}^{n+1}C_{2n+2k}^{2k}\cdot a_{2n-2k+2};$$

где $a_n=\int_{-1}^{1} t^n \mathrm{up}(t)\,dt$, $b_n=\int_{0}^{1} t^n \mathrm{up}(t)\,dt$.

Значения функции $\mathrm{up}(t)$ в так называемых двоично-рациональных точках $k/2^n$ - рациональные числа, в частности,

$$\mathrm{up}\left(-1+2^{-n}\right)=\frac{b_{n-1}}{2^{n(n-1)/2}(n-1)!}. \tag{3.2}$$

Для нахождения $\mathrm{up}(t)$ в произвольных точках используется быстросходящийся ряд вида [27]:

$$\mathrm{up}(t-1)=\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^{S_n+1}a_n\sum_{k=0}^{n}A_{nk}\left(t-0,a_1\ldots a_n\right)^k, \tag{3.3}$$

где $S_n = \sum_{i=1}^{\infty} a_i$, а a_i – разряды двоичного представления аргумента $t = \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cdot 2^{-i}$.

Коэффициенты ряда (3.3) определяются значениями в двоично-рациональных точках [27]: $A_{nk} = \dfrac{2^{C_{k+1}^2} \cdot \mathrm{up}\left(1 - 2^{-(n-k)}\right)}{k!}$.

Из приведенных выше определений можно непосредственно получить основные свойства функции $\mathrm{up}(t)$ [27].

Функция $\mathrm{up}(t)$ является четной (рис. 3.1), т.е. $\mathrm{up}(t) = \mathrm{up}(-t)$ [27]. Она возрастает на $[-1;0]$, убывает на $[0;1]$ и охватывает единичную площадь: $\int_{-1}^{1} \mathrm{up}(t)\,dt = 1$.

Первая производная функции $\mathrm{up}(t)$ имеет простую связь с самой функцией (рис. 3.2 а) [27]:

$$\mathrm{up}'(t) = 2 \cdot \mathrm{up}(2t+1) - 2 \cdot \mathrm{up}(2t-1). \qquad (3.4)$$

Аналогично подстановкой в (3.4) получаются производные более высокого порядка [27].

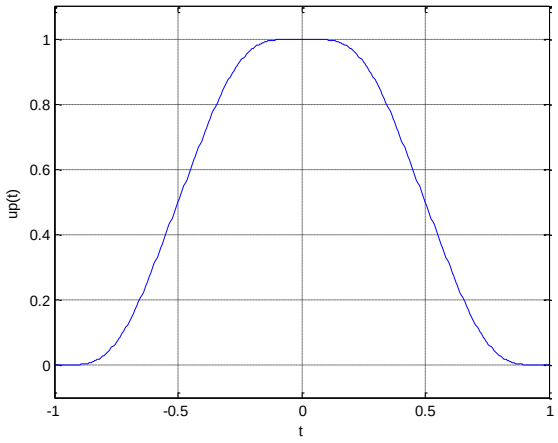
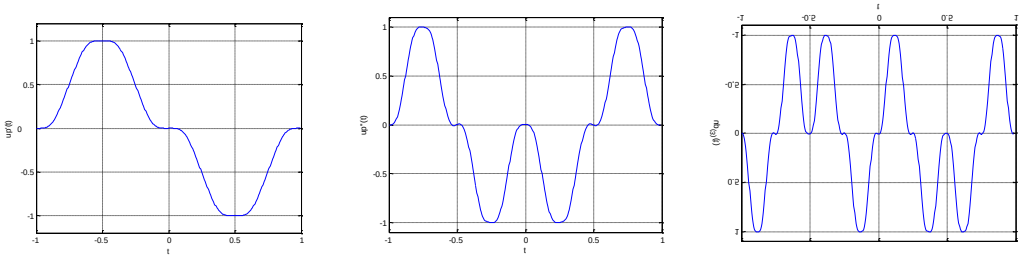


Рисунок 3.1. – График атомарной функции $\mathrm{up}(t)$



а) б) в)

Рисунок 3.2. – Первая, вторая и третья производные функции $\mathrm{up}(t)$

Производная $n-$ого порядка вычисляется с помощью формулы:

$$\mathrm{up}^{(n)}(t)=2^{C_n^2+1}\sum_{k=1}^{2^n}\delta_k\left(2^n t+2^n+1-2k\right), \tag{3.5}$$

где δ_k определяются рекуррентными соотношениями: $\delta_1=1$, $\delta_{2k}=-\delta_k$, $\delta_{2k-1}=\delta_k$.

Функция $\mathrm{up}(t)$ является решением так называемой «задачи о разбиении единицы» [116], т.к. ее сдвиги образуют $\mathrm{const}=1$: $\sum_{k=-\infty}^{+\infty}\mathrm{up}(t-k)\equiv 1$. При сдвигах на более короткий шаг можно получить любые степени, из которых составляется любой полином [27] $\sum_{k=-\infty}^{+\infty}C(k)\mathrm{up}\left(t-k\cdot 2^{-N}\right)\equiv 1$.

Преобразование Фурье функции $\mathrm{up}(t)$, как было упомянуто выше, задано в явном виде $\Im\{\mathrm{up}(t)\}=\prod_{k=1}^{\infty}\frac{\sin\left(u\cdot 2^{-k}\right)}{u\cdot 2^{-k}}$.

Как видной из рисунков первой, второй и третьей производной функции $\mathrm{up}(t)$, изменение формы этих функций оказывается аналогичной изменению функций Уолша. Это свойство оказывается уникальным и может быть использовано для построения спектрально-эффективных сигналов в каналах передачи с кодовым разделением.

Далее на рис. 3.3 приведены графики случайных последовательностей сигналов, построенных на основе атомарной функции $\mathrm{up}(t)$ длительности T без межсимвольной интерференцией.

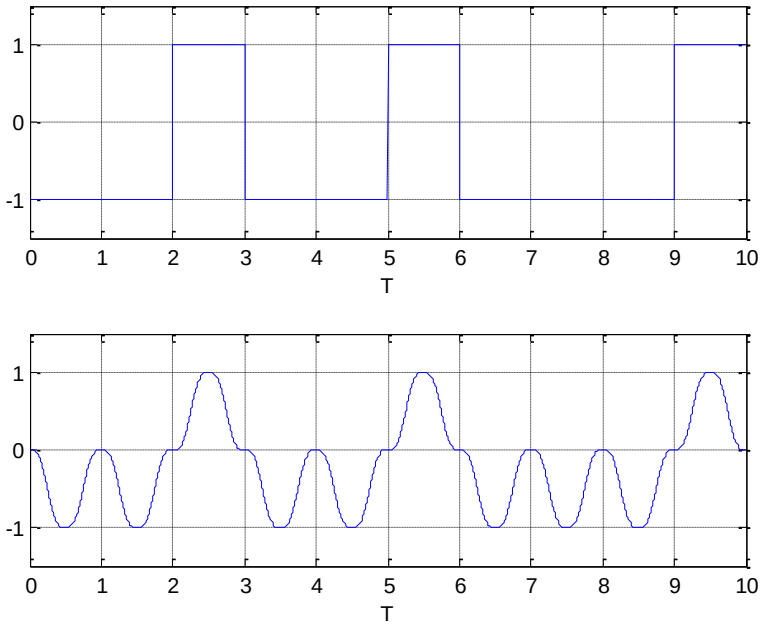


Рисунок 3.3. – Вид последовательности сигналов при форме $a(t)=\mathrm{up}(t)$, $n=5$ длительностью $t\in[0;T]$ без МСИ

Из свертки функций $\theta_n(t)$ и $\mathrm{up}(t)$ составляется другая важная функция, определенная на интервале $\left[-(N+2)/2;(N+2)/2\right]$, которая обозначается $\mathrm{fup}_N(t)$:

$$\mathrm{fup}_N(t)=\theta_N(t)*\mathrm{up}(2t)=\theta_{N-1}(t)*\mathrm{up}(t), \qquad (3.6)$$

причем $\mathrm{fup}_0(t)\equiv\mathrm{up}(t)$.

Функция $\mathrm{fup}_N(t)$ для каждого N четная, положительная, с носителем $\mathrm{supp}\ \mathrm{fup}_N(t)=\left[-(N+2)/2;(N+2)/2\right]$, охватывает единичную площадь: $\int_{-1}^{1}\mathrm{fup}_N(t)dt=1$. Производная функции $\mathrm{fup}_N(t)$ имеет непосредственную связь с функцией $\mathrm{fup}_{N-1}(t)$:

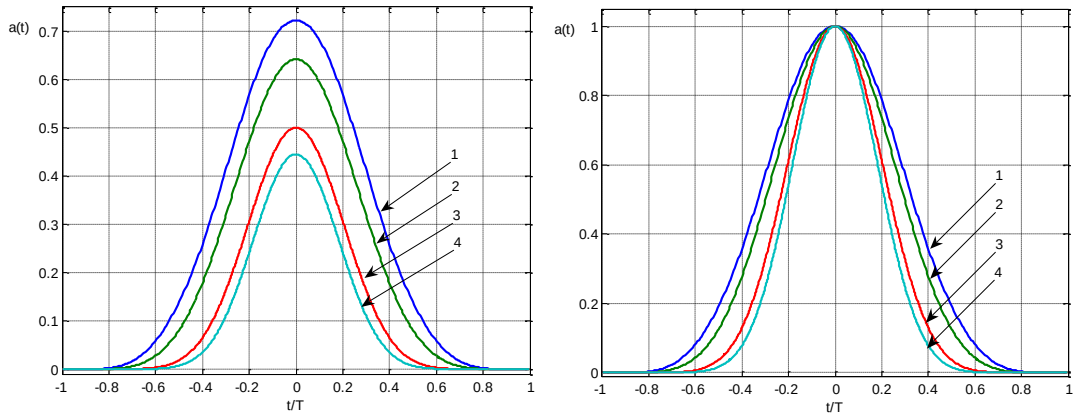
$$\mathrm{fup}'_N(t)=\mathrm{fup}_{N-1}\left(t+\frac{1}{2}\right)-\mathrm{fup}_{N-1}\left(x-\frac{1}{2}\right). \qquad (3.7)$$

Ее график, а также графики второй и третьей производной представлены на рис. 3.6 а-в.

Исследуем импульсы $a(t)$, построенные на основе этой функции. Существует несколько способов вычисления ее значений, здесь использован наиболее часто употребляемый – разложение в быстросходящийся ряд Фурье при периодическом продолжении с периодом равным длине носителя [27]. Например, для функции

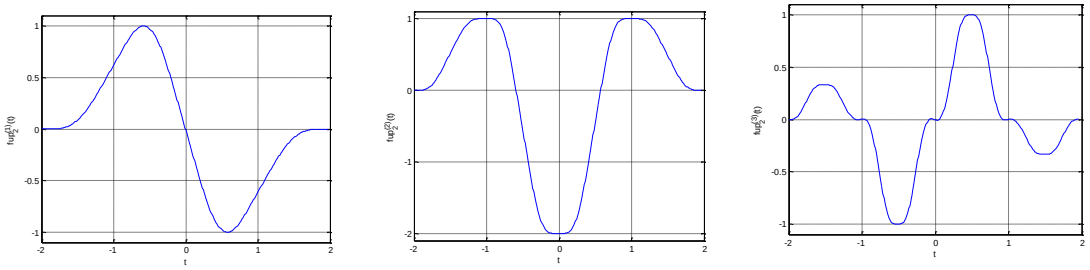
$$\mathrm{fup}_{N-1}(t) = N^{-1}\left\{1 + 2\sum_{k=1}^{N/4-1}\left(\frac{\sin\left(\frac{\pi k}{N}\right)}{\frac{\pi k}{N}}\right)^{N}\prod_{i=1}^{\infty}\frac{\sin\left(\frac{\pi k\cdot 2^{-i}}{N}\right)}{\frac{\pi k\cdot 2^{-i}}{N}}\cos\frac{2\pi kt}{N}\right\} \qquad (3.8)$$

число членов суммы можно ограничить четвертью порядка функции. Для функции большого порядка N бесконечное произведение в (3.8) можно опустить, т.е. заменить ее финитным сплайном без заметной потери точности [27]. На рис. 3.5 а) приведены графики функций $\mathrm{fup}_N(t)$ для различных значений параметра N, а далее на рис. 3.5 б) представлены нормированные импульсы $\mathrm{fup}_N(t)/\mathrm{fup}_N(0)$.



а) б)

Рисунок 3.5. – а) вид огибающей $a(t) = \mathrm{fup}_N(t)$, $t \in [-T;T]$ при $N = 2,3,6$ (кривые 1,2,3) и $N = 8$ (кривая 4); б) вид нормирующей огибающей $a(t) = \mathrm{fup}_N(t)/\mathrm{fup}_N(0)$, при тех же условиях



а) б) в)

Рисунок 3.6. – Вид производных функции $\mathrm{fup}_N(t)$.

Преобразование Фурье $\mathrm{fup}_N(t)$ записывается в виде

$$\Im\left(\mathrm{fup}_N(x)\right)=\left(\frac{\sin(u/2)}{u/2}\right)^N\prod_{k=1}^{\infty}\frac{\sin\left(u\cdot 2^{-k}\right)}{u\cdot 2^{-k}}du\,. \tag{3.9}$$

Рассмотрим случайные последовательности сигналов, построенные на основе семейства этих функций длительностью T без межсимвольной интерференции (рис. 3.7).

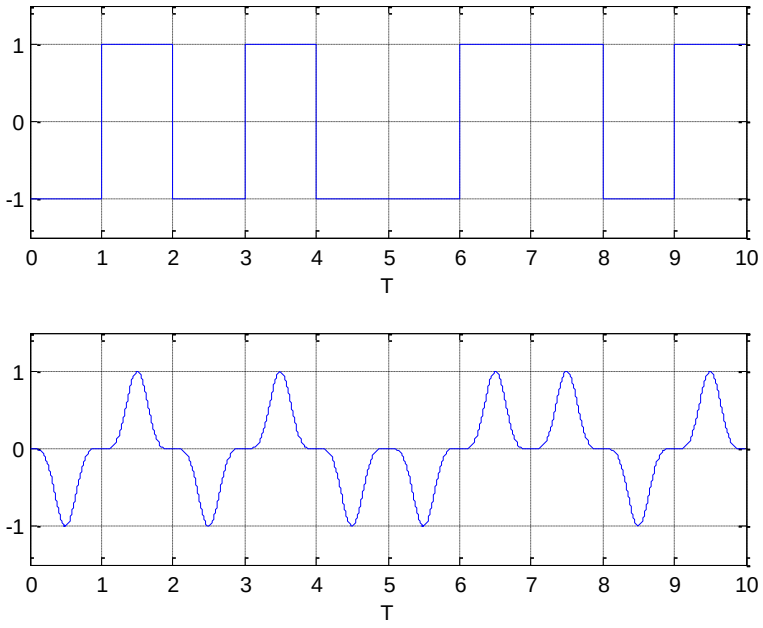


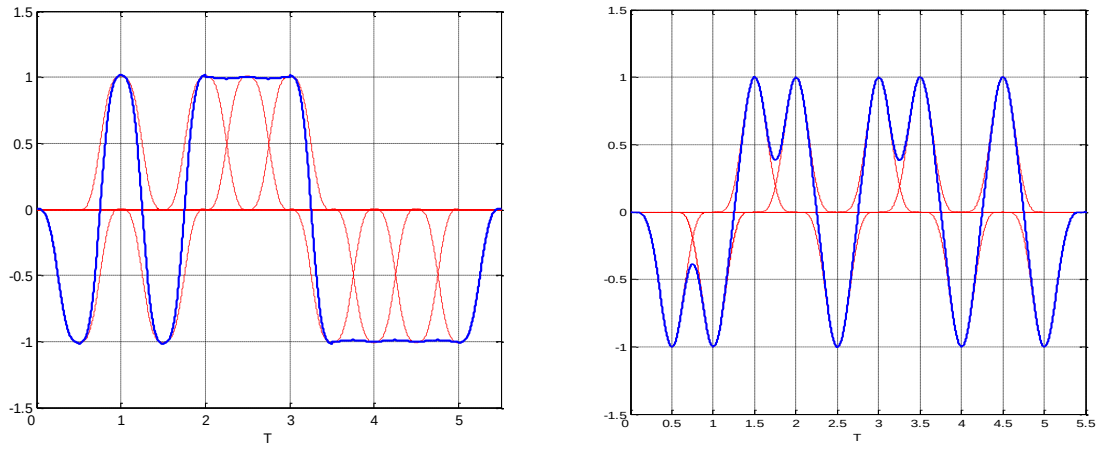
Рисунок 3.7. – Вид последовательности сигналов при форме $a(t)=\mathrm{fup}_2(t)$ длительностью $t\in[0;T]$ без МСИ

Рассмотрим далее последовательности сигналов с межсимвольной интерференцией. При этом, учитывая, что $a(t)$ является четной, имеем на интервале времени $[0;T]$:

$$s(t)=d_{-1}a(t+T/2)+d_0a(t-T)+d_1a(t-T/2)$$

где d_{-1}, d_0, d_1 принимают значения ±1.

На рис. 3.8 представлены случайные последовательности сигналов на основе атомарных функций при наличии межсимвольной интерференции.



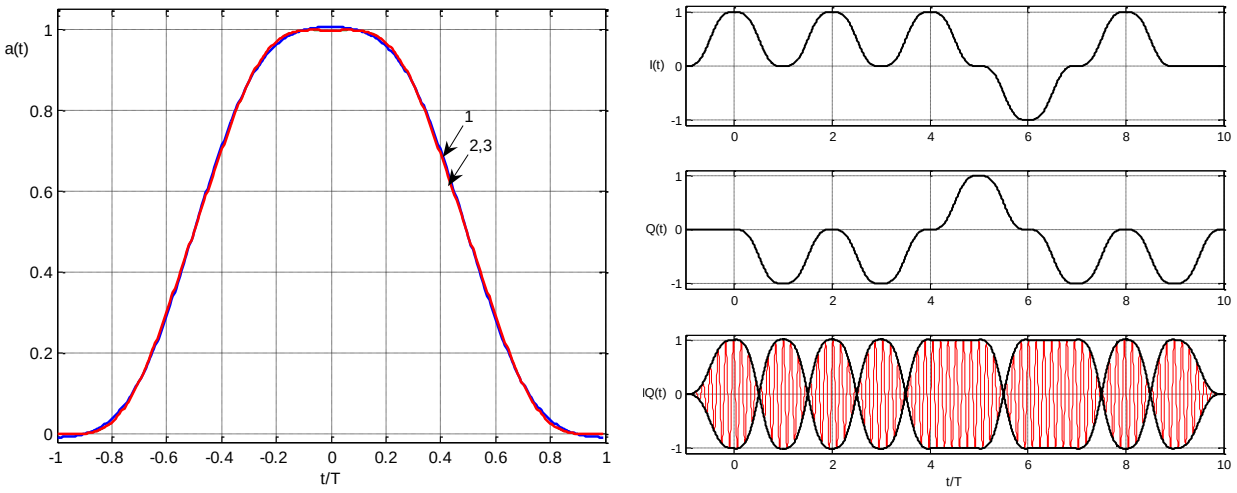
а) б)

Рисунок 3.8. – Вид последовательности сигналов при $n=5$ длительностью $t\in[0;T]$ и при наличии МСИ с формами: а) $a(t)=\mathrm{up}(t)$; б) $a(t)=\mathrm{fup}_2(t)$

В таблице 3.1 приведены значения пик-фактора колебаний сигналов на основе атомарных функций при прямом методе формирования. Видно, что введение управляемой межсимвольной интерференции существенно снижает это параметр. Так, например, для функции $\mathrm{up}(t)$ выигрыш составляет более чем два раза. Однако, его значение для атомарных функций $\mathrm{fup}_N(t)$ по-прежнему остается недопустимо высоким.

Таблица 3.1. – Значения пик-фактора колебаний сигналов на основе атомарных функций при прямом методе формирования

Огибающая	Пик-фактор	
	без МСИ	с МСИ
$\mathrm{up}(t)$	2.5	1.17
$\mathrm{fup}_2(x)$	2	1.48
$\mathrm{fup}_3(x)$	2.11	1.58
$\mathrm{fup}_6(x)$	2.37	1.76
$\mathrm{fup}_8(x)$	2.5	1.85



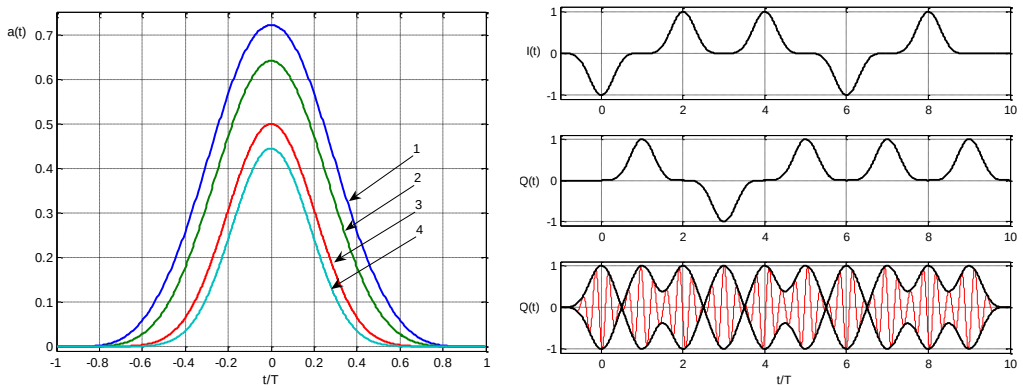
а) б)

Рисунок 3.9. – Вид огибающей $a(t)=\mathrm{up}(t)$ при $n=5$ (кривая 1) и $n=7{,}10$ (кривые 2,3 соответственно) а); вид последовательности сигналов при форме $a(t)=\mathrm{up}(t)$ длительностью $t\in[-T,T]$ при $n=5$: $I(t)$ и $Q(t)$ – огибающие последовательности сигналов в квадратурных каналах, $IQ(t)$ – результирующее колебание на выходе сумматора б).

Для того, чтобы снизить эти значения рассмотрим виды последовательностей сигналов, построенных на основе различных атомарных функций при квадратурных методах формирования спектрально-эффективных сигналов. На рис. 3.9 а) представлен вид огибающей функции, а далее на рис. 3.9 б) вид случайной последовательности сигналов в каждом из квадратурных каналов.

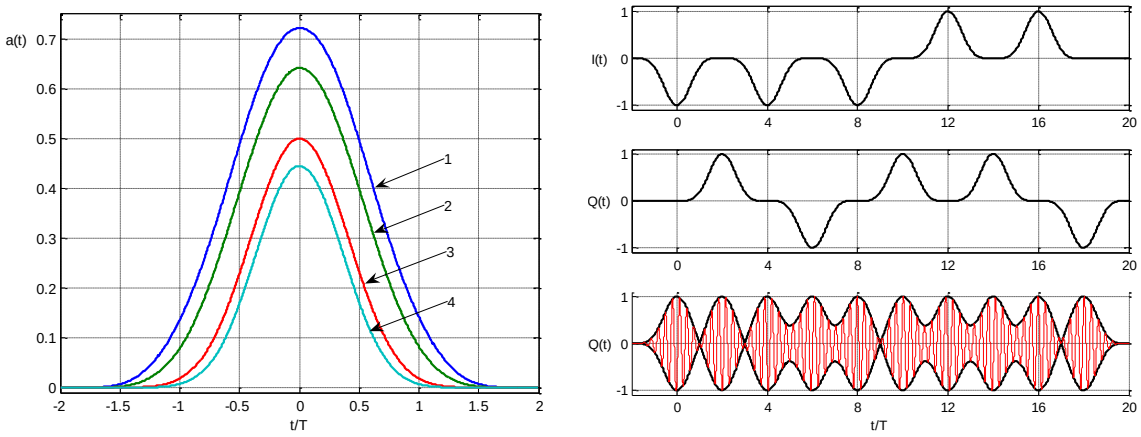
На следующих графиках (рис. 3.10) представлены сигналы на основе атомарной функции $\mathrm{fup}_N(t)$, при различных значениях параметра *N*.

Рассмотрим далее сигналы при наличии межсимвольной интерференции. Как упоминалось выше, при использовании квадратурного метода формирования последовательность разбивается на два канала: $I(t)$- огибающая случайной последовательности сигналов на синфазном канале; $Q(t)$ - огибающая случайной последовательности на квадратурном канале формирования.



а) б)

Рисунок 3.10. – Вид огибающей $a(t)=\mathrm{fup}_N(t)$ при $N=2,3,6$ (кривые 1,2,3) и $N=8$ (кривая 4) а); вид последовательности сигналов при форме $a(t)=\mathrm{fup}_N(t)$ длительностью $t\in[-T,T]$ при $N=2$: $I(t)$ и $Q(t)$ – огибающие последовательности сигналов в квадратурных каналах, $IQ(t)$ – результирующее колебание на выходе сумматора б).



а) б)

Рисунок 3.11. – Вид огибающей $a(t)=\mathrm{fup}_N(t)$ при $N=2,3,6$ (кривые 1,2,3) и $N=8$ (кривая 4) а); вид последовательности сигналов при форме $a(t)=\mathrm{fup}_N(t)$ длительностью $t\in[-2T,2T]$ при $N=2$: $I(t)$ и $Q(t)$ – огибающие последовательности сигналов в квадратурных каналах, $IQ(t)$ – результирующее колебание на выходе сумматора б).

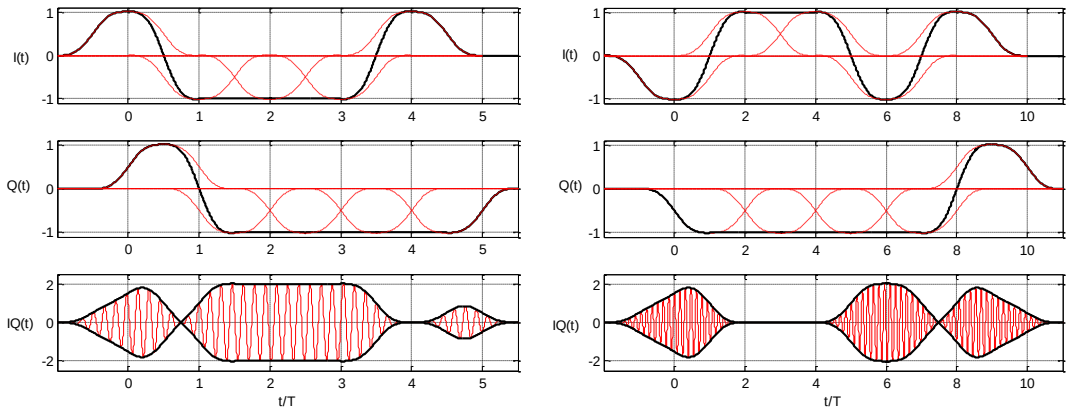
При этом, учитывая, что функции $a(t)$ является четной, имеем на интервале времени $[0;2T]$:

$$I(t)=d_{-1}a(t+T)+d_1a(t-T)+d_3a(t-3T);$$

$$Q(t)=d_0a(t)+d_2a(t-2T);$$

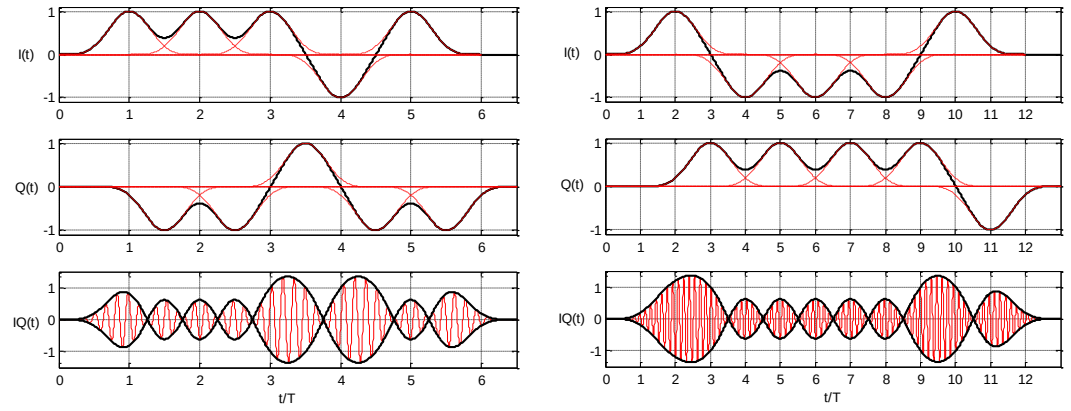
где d_{-1}, d_0, d_1, d_2, d_3 принимают значения ±1.

На графиках (рис. 3.12-3.13) приведены такие сигналы на основе атомарных функций с различной длительностью.



а) б)

Рисунок 3.12. – Вид последовательности сигналов при форме $a(t)=\mathrm{up}(t)$, $n=5$ длительностью $t\in[-T,T]$: $I(t)$ и $Q(t)$ – огибающие последовательности сигналов в квадратурных каналах, $IQ(t)$ – результирующее колебание на выходе сумматора а); вид последовательности сигналов при форме $a(t)=\mathrm{up}(t)$, $n=5$ длительностью $t\in[-2T,2T]$ б) [62].



а) б)

Рисунок 3.13. – Вид последовательности сигналов при форме $a(t)=\mathrm{fup}_2(t)$ длительностью $t\in[-T,T]$: $I(t)$ и $Q(t)$ – огибающие последовательности сигналов в квадратурных каналах, $IQ(t)$ – результирующее колебание на выходе сумматора а); вид последовательности сигналов при форме $a(t)=\mathrm{fup}_2(t)$ длительностью $t\in[-2T,2T]$ б) [62].

В таблице 3.2 приведены значения пик-фактора колебаний сигналов на основе атомарных функций при квадратурном методе формирования. При наличии межсимвольной интерференции его значения чуть ниже, чем у сигналов, построенных на основе прямого метода.

Таблица 3.2. – значения пик-фактора колебаний сигналов на основе атомарных функций при квадратурном методе формирования.

Огибающая	Длительность	Пик-фактор	
		Без МСИ	с МСИ
$\mathrm{up}(x)$	2T	1.23	1.35
	4T	1.15	1.72
$\mathrm{fup}_2(x)$	2T	2.09	2.03
	4T	2.09	2.03
$\mathrm{fup}_3(x)$	2T	2.21	1.84
	4T	2.22	1.84
$\mathrm{fup}_6(x)$	2T	2.48	1.55
	4T	2.48	1.58
$\mathrm{fup}_8(x)$	2T	2.61	1.54
	4T	2.61	1.56

3.2. Спектральные характеристики случайных последовательностей на основе атомарных функций Кравченко-Рвачева

3.2.1. Прямой метод формирования

Спектр комплексной огибающей последовательности сигналов представим в следующем виде:

$$S(\omega)=A_0\int_0^{NT}\sum_{k=0}^{N-1}a(t-kT)d_r^{(k)}\cos\omega_0 t\cdot\exp(-i\omega t)dt=S_+(\omega)+S_-(\omega), \qquad (3.10)$$

где $S_+(\omega)=\dfrac{A_0}{2}\int_0^{NT}\sum_{k=0}^{N-1}a(t-kT)d_r^{(k)}\exp\left(-i(\omega_0+\omega)t\right)dt,$

$$S_-(\omega)=\frac{A_0}{2}\int_0^{NT}\sum_{k=0}^{N-1}a(t-kT)d_r^{(k)}\exp\left(i(\omega_0-\omega)t\right)dt.$$

После замены переменной $x=t-kT$ получим:

$$S_+(\omega)=F_a(\omega)\sum_{k=0}^{N-1}d_r^{(k)}\exp\left[-i(\omega_0-\omega)t\right], \qquad (3.11)$$

где $F_a(\omega)=\dfrac{A_0}{2}\int_0^T a(t)\exp\left[-i(\omega-\omega_0)\right]dt$ – спектр огибающей $a(t)$.

Энергетический спектр случайной последовательности (3.10) вычисляется при стремлении *N* к бесконечности:

$$G(\omega)=\lim_{N\to\infty}\frac{1}{NT}m_1\left\{\left|S(\omega)\right|^2\right\} \tag{3.12}$$

а математическое ожидание $m_1\left\{\left|S(\omega)\right|^2\right\}$, определяется путем усреднения по всем возможным конечным последовательностям символов канального алфавита.

Выражение для энергетического спектра последовательности (3.12) с учетом относительной узкополосности рассматриваемых сигналов имеет вид [62]:

$$G(\omega)=G_+(\omega)+G_-(\omega), \tag{3.13}$$

где

$$G_+(\omega)=\lim_{N\to\infty}\frac{1}{NT}m_1\left\{\left|S_+(\omega)\right|^2\right\}, \tag{3.14}$$

$$G_-(\omega)=\lim_{N\to\infty}\frac{1}{NT}m_1\left\{\left|S_-(\omega)\right|^2\right\}. \tag{3.15}$$

Для $m_1\left\{\left|S_+(\omega)\right|^2\right\}$, очевидно, имеем:

$$m_1\left\{\left|S_+(\omega)^2\right|\right\}=\left|F_a(\Delta\omega)\right|^2\sum_{k=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{N-1}\exp\left[-i\Delta\omega(k-l)\right]m_1\left\{d_r^{(k)}d_q^{(l)}\right\}, \tag{3.16}$$

где $\Delta\omega=\omega-\omega_0$.

Рассматривая наиболее интересный, с практической точки зрения, случай равновероятных и независимых символов получаем:

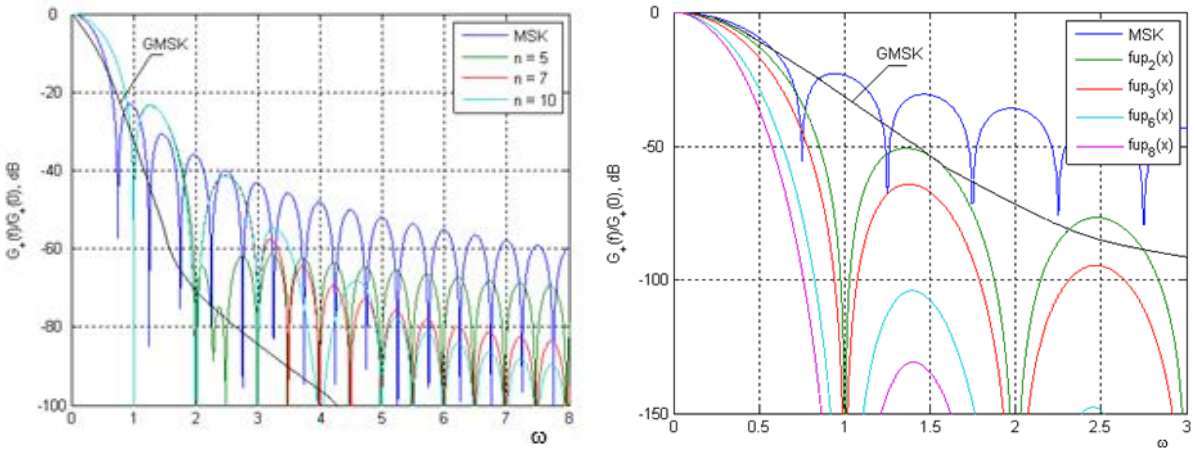
$$m_1\left\{d_r^{(k)}d_q^{(l)}\right\}=\begin{cases}1,\ k=l,\\ 0,\ k\neq l.\end{cases} \tag{3.17}$$

Подставляя (3.17) в (3.14) и (3.15), получим окончательное выражение для вычисления энергетического спектра случайной последовательности спектрально-эффективных сигналов с АФМ в области $\omega>0$:

$$G_+(\omega)=\lim_{N\to\infty}\frac{1}{4NT}\left\{N\left|F_a(\Delta\omega)\right|^2\right\}=\frac{1}{4T}\left|F_a(\Delta\omega)\right|^2. \tag{3.18}$$

То есть, спектр случайной последовательности АФМ сигнала определяется преобразованием Фурье от одиночного импульса и имеет ту же ширину полосы частот [62].

В рамках рассмотрения сигналов без межсимвольной интерференции проведем сравнение энергетических спектров случайных последовательностей сигналов для огибающих вида $\mathrm{up}(t)$, $\mathrm{fup}_N(t)$ при различных n (рис. 3.14).



а) б)

Рисунок 3.14. – Энергетические спектры случайных последовательностей сигналов с огибающей $a(t)=\mathrm{up}(t)$ длительностью $t\in[0,T]$ а); Энергетические спектры случайных последовательностей сигналов с различными формами огибающей $a(t)=\mathrm{fup}_N(t)$ длительностью $t\in[0,T]$ б).

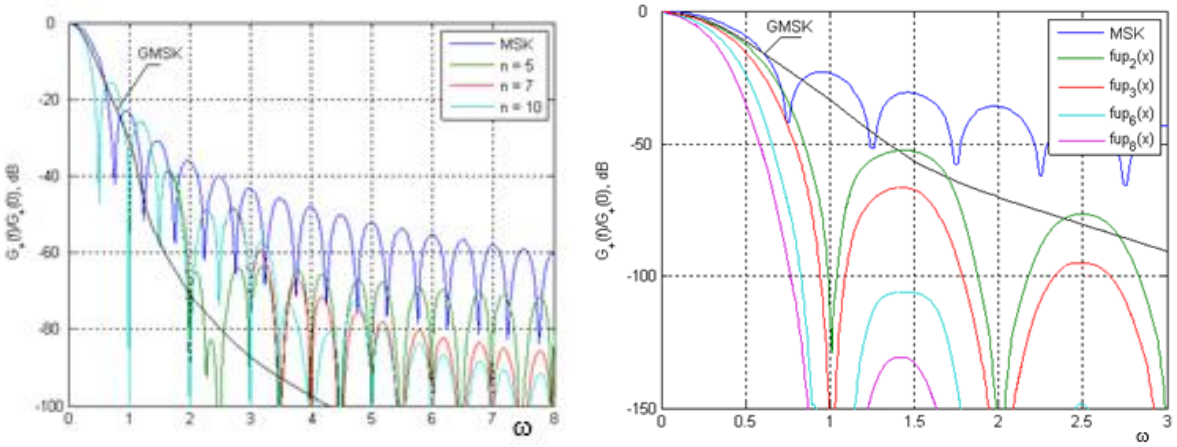
Далее сравним энергетические спектры сигналов без межсимвольной интерференции с законом изменения огибающей вида $\mathrm{fup}_N(t)$ для различный значений N (рис. 3.14 б).

Хорошо видно, что даже при малых отстройках от центральной частоты, функция $\mathrm{fup}_N(t)$ обеспечивает очень высокую скорость спада уровня внеполосных излучений.

Далее представлены энергетические спектры сигналов $\mathrm{up}(t)$, $\mathrm{fup}_N(t)$ с межсимвольной интерференцией (рис. 3.15).

Введение межсимвольной интерференции наряду со снижением пик-фактора колебаний дает небольшое улучшение скорости спада уровня

внеполосных излучений. Например, для функции $\mathrm{fup}_3(t)$ при отстройке $3/2T$ уровень первого бокового лепестка равен 70 дБ, что на 10 дБ меньше, чем в случае отсутствия интерференции.



а) б)

Рисунок 3.15. – Энергетические спектры случайных последовательностей сигналов с огибающей $a(t)=\mathrm{up}(t)$ длительностью $t\in[0,T]$ с МСИ а); $a(t)=\mathrm{fup}_N(t)$ длительностью $t\in[0,T]$ с МСИ б).

В табл.3.3 приведены значения занимаемой полосы частот полученных сигналов без межсимвольной интерференции длительностью *T*. Из таблицы видно, что с увеличением значений *N* величина полосы частот сигнала по уровню -40дБ и -60дБ, увеличивается для функции $\mathrm{up}(t)$.

Таблица 3.3. – Значения занимаемой полосы частот полученных сигналов без межсимвольной интерференции длительностью *T*.

Огибающая	*N*	Без МСИ			С МСИ		
		ΔF-40дБ, (1/T)	ΔF-60дБ, (1/T)	$\Delta F_{99\%}$, (1/T)	ΔF-40дБ, (1/T)	ΔF-60дБ, (1/T)	$\Delta F_{99\%}$, (1/T)
$\mathrm{fup}_N(t)$	2	1.1	1.8	0.5	1.0	1.8	0.5
	3	0.9	1.5	0.45	0.8	1.2	0.46
	6	0.6	0.85	0.35	0.6	0.8	0.36
	8	0.5	0.7	0.31	0.5	0.7	0.33
$\mathrm{up}(t)$	5	1.95	2.7	0.75	1.8	2.6	0.78
	7	2.4	3.4	0.76	2.2	3.3	0.67
	10	2.4	3.8	0.76	2.3	3.6	0.74

Это объясняется тем, что с увеличением N возрастает концентрация энергии вблизи основных лепестков энергетического спектра. В то же время у функций семейства $\mathrm{fup}_N(t)$ наблюдается сужение полосы даже при малых отстройках.

3.2.2. Квадратурный метод формирования.

Рассмотрим спектральные характеристики случайных последовательностей сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией. Представим комплексную огибающую КФМ сигнала в следующем виде:

$$y_c(t) = \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \left[A(t-2kT) d_r^{(2k)} \right] + j \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \left[A(t-2kT-T) d_q^{(2k)} \right]. \qquad (3.19)$$

Тогда спектр комплексной огибающей $y_c(t)$:

$$\begin{aligned} S_c(\omega) &= \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \left[d_r{}^{(2k)} F_A(\omega) \right] e^{(-j\omega 2kT)} + j \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \left[d_q{}^{(2k)} F_A(\omega) \right] e^{\left(-j\omega(2kT-T)\right)} = \\ &= \frac{1}{2} F_A(\omega) \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \left(d_r{}^{(2k)} + j e^{(j\omega T)} d_q{}^{(2k)} \right) e^{(-j\omega 2kT)}, \end{aligned} \qquad (3.20)$$

где $F_A(\omega) = \int_0^T A(t) e^{(-j\omega t)} dt$.

Энергетический спектр:

$$G_+(\omega) = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{4NT} m_1 \left\{ \left| S_c(\omega - \omega_0) \right|^2 \right\}. \qquad (3.21)$$

Подставляя (3.20) в (3.21) имеем:

$$\begin{aligned} G_+(\omega) &= \lim_{N\to\infty} \frac{1}{4NT} \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \sum_{l=0}^{(N-1)/2} e^{\left(-j(\omega-\omega_0)(k-l)T\right)} \times \\ &\times m_1 \left\{ \left[d_r{}^{(2k)} + j e^{(j\omega T)} d_q{}^{(2k)} \right] F_A(\omega) \times \left[d_r{}^{(2l-1)} + j e^{(j\omega T)} d_q{}^{(2l-1)} \right] F_A{}^*(\omega) \right\}. \end{aligned} \qquad (3.22)$$

Учитывая (3.22) и принимая во внимание, что для равновероятных и независимых информационных символов

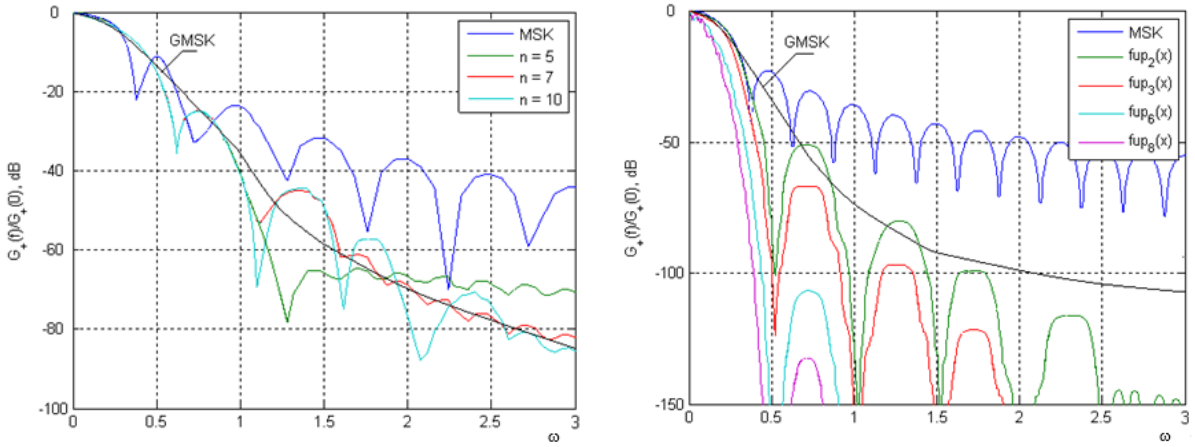
$$m_1 \left\{ \left(d_r{}^{(2k-1)} + j e^{(j\omega T)} d_q{}^{(2k-1)} \right) \left(d_s{}^{(2l-1)} + j e^{(j\omega T)} d_p{}^{(2l-1)} \right) \right\} = \begin{cases} 2, & k = l; \\ 0, & k \neq l. \end{cases}$$

Энергетический спектр такой последовательности сигналов имеет вид:

$$G_+(\omega)=\lim_{N\to\infty}\frac{1}{4NT}\left\{\left|F_A(\omega)\right|^2(N-1)\right\}=\frac{1}{4T}\left|F_A(\omega)\right|^2, \qquad (3.23)$$

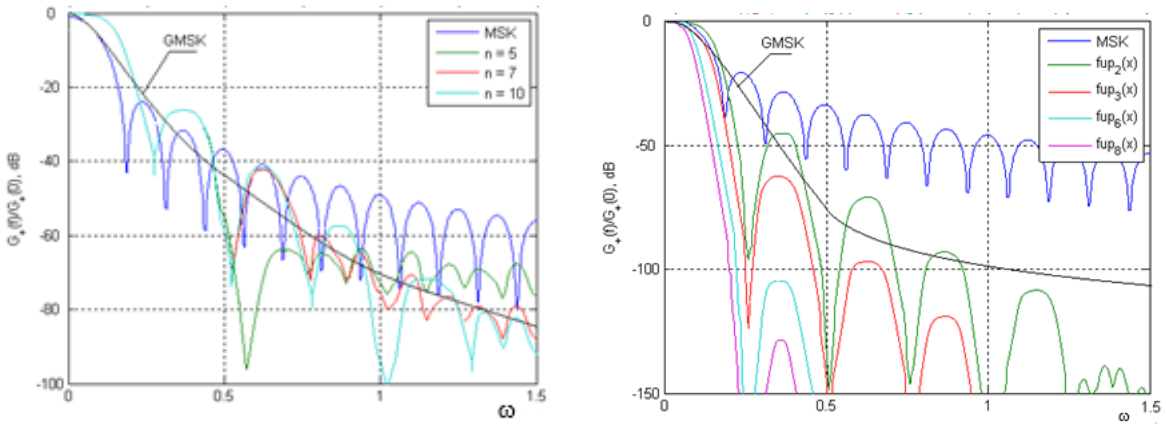
Таким образом энергетический спектр последовательности сигналов с КФМ равен сумме энергетических спектров их независимых квадратурных компонент, а каждая из них представляет собой случайную последовательность независимых сигналов длительностью $2T$ при амплитудных методах ограничения полосы [62].

На рис. 3.16-3.17 представлены энергетические спектры сигналов на основе атомарных функций Кравченко-Рвачева разной длительности, как с интерференцией, так и без нее.



а) б)

Рисунок 3.16. – Энергетический спектр случайной последовательности сигналов при форме $a(t)=\mathrm{up}(t)$ длительностью $t\in[-T,T]$ а); при форме $a(t)=\mathrm{fup}_N(t)$ длительностью $t\in[-T,T]$ для $N=2,3,6$ и 8.



а) б)

Рисунок 3.17. – Энергетический спектр случайной последовательности сигналов при форме $a(t)=\mathrm{up}(t)$ длительностью $t\in[-2T,2T]$ для $n=5,7$ и 10 при наличии МСИ а); при форме $a(t)=\mathrm{fup}_N(t)$ длительностью $t\in[-2T,2T]$ для $N=2,3,6$ и 8 при наличии МСИ б).

В табл. 3.4 приведены значения полосы частот сигналов длительностью $2T$ без межсимвольной интерференции и $4T$ с межсимвольной интерференцией, построенных на основе квадратурного метода.

Таблица 3.4. – Значения полосы частот сигналов длительностью $2T$ без межсимвольной интерференции и $4T$ с межсимвольной интерференцией.

Огибающая	N	Без МСИ			С МСИ		
		$\Delta F_{-40дБ}$, (1/T)	$\Delta F_{-60дБ}$, (1/T)	$\Delta F_{99\%}$, (1/T)	$\Delta F_{-40дБ}$, (1/T)	$\Delta F_{-60дБ}$, (1/T)	$\Delta F_{99\%}$, (1/T)
$\mathrm{fup}_N(t)$		0.5	0.9	0.25	0.3	0.5	0.15
		0.4	0.7	0.22	0.25	0.35	0.13
	6	0.3	0.4	9	0.15	0.2	0.09
	8	0.25	0.35		0.125	0.175	0.08
$\mathrm{up}(t)$	5	1	1.4	0.4	0.35	0.7	0.185
	7	1	1.6	0.37	0.45	0.8	0.185
	10	1	1.8	0.38	0.45	0.9	0.185

При синтезе спектрально-эффективных сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией длительностью $2T$ в каждом квадратурном канале уменьшается значение пик-фактора колебаний, уменьшается значение полосы частот и достигается требуемая скорость спада уровня внеполосного излучения. При синтезе спектрально-эффективных сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией с межсимвольной интерференцией длительностью $4T$ в каждом квадратурном канале формирования сужается полоса частот, уменьшается значение пик-фактора колебаний и возрастает скорость спада уровня внеполосного излучения.

Спектрально-эффективные сигналы на основе атомарной функции $\mathrm{fup}_N(t)$ с межсимвольной интерференцией длительностью $4T$ в каждом

квадратурном канале позволяют обеспечить значения полосы частот по уровню -60дБ, равной $0.45/T$ при $N=2$ и $0.2/T$ при $N=8$. Это значение полосы частот в 2 раза меньше, чем у сигналов без межсимвольной интерференции при тех же значениях пик-фактора излучаемых колебаний. При этом скорости спада уровня внеполосных излучений значительно выше, чем у сигналов с ГММС [62].

3.3. Обобщенные атомарные вейвлеты в задачах обработки сигналов и изображений

Эффективность применения вейвлет-преобразования для решения задач обработки изображений объясняется возможностью проведения так называемого кратномасштабного анализа изображений (multiresolution analysis), который объединяет субполосное кодирование из теории обработки сигналов, квадратурную зеркальную фильтрацию из теории распознавания речи и пирамидальную обработку изображений [6].

Средний размер изображений и периодичность их получения быстро увеличиваются, что приводит к большому объему данных, которые необходимо хранить и передавать по линиям связи. Это объясняет, почему существует очевидная необходимость в эффективном сжатии изображений. Сжатие без потерь часто не может удовлетворить основные требования к объему данных, поскольку степень сжатия слишком мала. Тогда приходится применять сжатие с потерями, которое вносит искажения.

Сжатие с потерями может быть основано на различных принципах, основанных на существующих стандартах. Существующие стандарты и другие современные методы сжатия обычно используют ортогональные преобразования, такие как дискретное косинусное преобразование или вейвлеты. Тип и свойства вейвлетов оказывают значительное влияние на производительность соответствующего метода сжатия [5]. В связи с этим выбор вейвлетного базиса и тщательный анализ его свойств является важной задачей при сжатии изображений с потерями.

Атомарные вейвлеты сочетают в себе ряд полезных свойств, что делает их перспективным инструментом для анализа и обработки данных (подробное обсуждение приведено в [9]). Одним из применений этих функций является сжатие цифровых изображений.

Очевидно, что поиск механизма, который можно было бы применим для управления потерями качества, не является тривиальным. Среди работ, посвященных этой проблеме, отметим [10 - 12]. Большинство из них сконцентрировано на обеспечении желаемой среднеквадратичной ошибки или пикового отношения сигнал/шум. Однако возможно использование и других критериев. В частности, сохранение спектральных признаков важно при сжатии многоканальных данных дистанционного зондирования без потерь [13], а минимальные искажения диагностически ценной информации допустимы при сжатии с потерями медицинских изображений [14].

Обобщенные атомарные вейвлеты сочетают в себе ряд полезных свойств, что делает их перспективным инструментом для анализа и обработки данных [9]. Одним из применений этих функций является сжатие цифровых изображений [10 - 12]. Дискретное атомарное сжатие цифровых изображений, которое было представлено в этих работах, основано на следующей классической схеме сжатия: дискретное преобразование → квантование → кодирование.

Применение процедуры квантования обеспечивает возможность сжатия, а также потери качества, которые можно измерить с помощью различных метрик. Степень приемлемости этих изменений данных напрямую зависит от области применения алгоритма сжатия. Очевидно, что интерес представляет следующий вопрос: какие параметры алгоритма сжатия следует использовать, чтобы обеспечить потерю качества, приемлемую с точки зрения некоторой заданной метрики?

Рассмотрим равномерную метрику или максимальное абсолютное отклонение

$$MAD = \max_{i=1,2,...,n} |x_i - y_i| \tag{3.24}$$

где $x = (x_1, x_2, ..., x_n)$ и $y = (y_1, y_2, ..., y_n)$ это исходные данные и реконструированные данные после их обработки соответственно.

Главной особенностью этой метрики является ее чрезвычайно высокая чувствительность к любым локальным изменениям. Это означает, что если хотя бы один элемент x_k отличается от соответствующего значения y_k, то это сразу же отражается на применяемой метрике. Хотя высокое значение отклонения не означает большой потери качества изображения. Тем не менее, если это значение мало, то разница между каждой парой x_j и y_j также мала, т.е. потери качества невелики.

В качестве математического обоснования применения обобщенных атомарных вейвлетов в основе методики для управления потерями качества, возникающими при использовании алгоритма дискретного атомарного сжатия цифровых изображений, используется поперечник А.Н. Колмогорова [15].

Рассмотрим множество функций $\{v_k(x)\}_{k=0}^{\infty}$ таких, что

$$v_k(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{\mathbb{R}} V_k(t) \exp[itx] dt, \tag{3.25}$$

где $V_k(t) = \dfrac{\sin\left(\dfrac{2^k t}{N}\right)}{\dfrac{2^k t}{N}} \prod_{j=0}^{k=1} \cos\left(\dfrac{2^j t}{N}\right) \cdot F\left(\dfrac{t}{N}\right)$, $N \neq 0$ и $F(t)$ является преобразованием Фурье функции $f(x) \in C(\mathbb{R})$, которая сочетает в себе следующие свойства: $\operatorname{supp} f(x) = [-1,1]$; $f(x)$ является четной функцией; $f(x) > 0\big|_{|x|<1}$; $\int_{\mathbb{R}} f(x) dx = 1$.

Здесь, $\operatorname{supp} f(x)$ – это компактный носитель функции $f(x)$, т.е. $\operatorname{supp} f(x) = \overline{\{x : f(x) \neq 0\}}$. Очевидно, что

$$\operatorname{supp} v_k(x) = \left[-\frac{2^{k+1}}{N}, \frac{2^{k+1}}{N} \right]. \tag{3.26}$$

Известны обобщенные атомарные вейвлеты $\{w_k(x)\}$ на основе этих функций [27]:

$$w_k(x) = \sum_{j=1}^{5} c_{k,j} v_{k-1}\left(x - \frac{2^k j}{N} \right), \tag{3.27}$$

где $c_{k,1} = c_{k,5} - b_{k-1}, c_2 = c_4 = a_{k-1} + 2b_{k-1}, c_3 = -2(a_{k-1} + b_{k-1}); a_{k-1} = \int_{\mathbb{R}} v_{k-1}^2(x)dx;$

$b_{k-1} = \int_{\mathbb{R}} v_{k-1}(x) v_{k-1}\left(x - \frac{2^k}{N} \right) dx.$

Основными свойствами $w_k(x)$ являются: компактность носителя $\operatorname{supp} w_k(x) = \left[0; \frac{6 \cdot 2^k}{N} \right]$ и гладкость, порядок которой зависит от выбора функции $f(x)$. Выбирая материнскую функцию $f(x)$ (рис. 3.18), можно получить удобный инструмент анализа изображений с требуемыми свойствами.

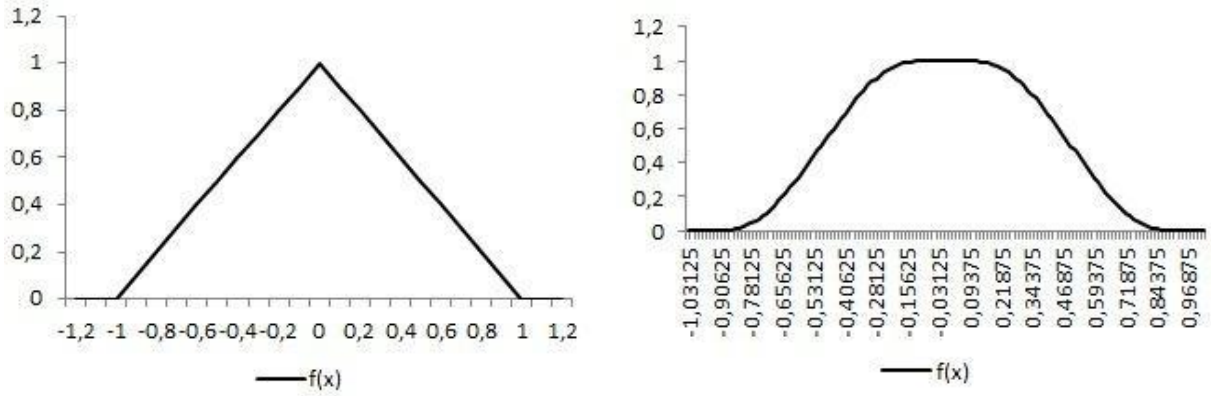


Рисунок 3.18. – Пример материнской функции

На практике для сжатия изображений применяются обобщенные атомарные вейвлеты (3.25).

Отметим, что эти функции являются бесконечно дифференцируемыми и неаналитическими [9]. Эти особенности важны при обработке цифровых

изображений с плавными изменениями цвета. Кроме того, неаналитичность означает, что обобщенные атомарные вейвлеты менее гладкие, чем тригонометрические полиномы $\{\cos(nx),\sin(nx)\}$. Следовательно, следующая гипотеза верна: обобщенные атомарные вейвлеты обеспечивают лучшее сжатие изображений с контрастными изменениями цвета, чем тригонометрические полиномы.

Система функций $\left\{w_k\left(x-\frac{2^{n+1}j}{N}\right),v_n\left(x-\frac{2^{n+1}j}{N}\right)\right\}_{k=1,\ldots,n;\,j\in\mathbb{Z}}$ представляет собой базис пространства $L=\left\{f(x)\colon f(x)=\sum_j c_j v_0\left(x-\frac{2j}{N}\right)\right\}$.

С точки зрения поперечника А.Н. Колмогорова, это пространство обладает хорошими аппроксимационными свойствами. Во многом благодаря именно этому свойству, применение дискретного атомарного сжатия цифровых изображений обеспечивает незначительную потерю качества [10 - 12].

Далее мы рассмотрим некоторые данные, представленные функцией

$$d(x)=\sum_{k=1}^{n}\sum_j \omega_{k,j} w_k\left(x-\frac{2^{k+1}j}{N}\right)+\sum_j \upsilon_j v_n\left(x-\frac{2^{k+1}j}{N}\right). \qquad (3.28)$$

Мы получаем оценки коэффициентов $\{\omega_{k,j},\upsilon_j\}$, которые могут быть использованы для исследования влияния квантования этих коэффициентов на потерю качества в смысле равномерной метрики (3.24). Главной особенностью этой метрики является ее чрезвычайно высокая чувствительность к любым локальным изменениям.

Определим некоторые свойства функций $v_k(x)$. Для любого $k\in\mathbb{N}$ выполняется следующее равенство:

$$v_k(x)=\frac{1}{4}\left(v_{k-1}\left(x+\frac{2^k}{N}\right)+2v_{k-1}(x)+v_{k-1}\left(x-\frac{2^k}{N}\right)\right). \qquad (3.29)$$

Другими словами, функция $v_k(x)$ является линейной комбинацией сдвигов $v_{k-1}(x)$. Запишем

$$V_k(t)=\frac{\sin\frac{2^{k-1}t}{N}\cos\frac{2^{k-1}t}{N}}{\frac{2^{k-1}t}{N}}\prod_{j=0}^{k-1}\cos\frac{2^j t}{N}F\left(\frac{t}{N}\right)=$$

$$=\frac{\sin\frac{2^{k-1}t}{N}}{\frac{2^{k-1}t}{N}}\prod_{j=0}^{k-2}\cos\frac{2^j t}{N}F\left(\frac{t}{N}\right)\cos^2\left(\frac{2^{k-1}t}{N}\right)=$$

$$=V_{k-1}(t)\cos^2\left(\frac{2^{k-1}t}{N}\right)=V_{k-1}(t)\left(\frac{\exp\left[i\frac{2^{k-1}t}{N}\right]+\exp\left[-i\frac{2^{k-1}t}{N}\right]}{2}\right)^2= \tag{3.30}$$

$$=V_{k-1}(t)\frac{1}{4}\left(\exp\left[i\frac{2^k t}{N}\right]+\exp\left[-i\frac{2^k t}{N}\right]\right).$$

Из свойств преобразования Фурье следует, что равенство (3.29) выполняется. Также можно доказать, что

$$\begin{cases} v_k(x)=0,\ x\notin\left(-\frac{2^{k+1}}{N};\frac{2^{k+1}}{N}\right) & а) \\ v_k(x)>0,\ x\in\left(-\frac{2^{k+1}}{N};\frac{2^{k+1}}{N}\right) & б) \end{cases} \tag{3.31}$$

где $k=0,1,2,...$

Обозначим через L_k пространство функций

$$f(x)=\sum_{j\in I(f)}c_j v_k\left(x-\frac{2^{k+1}j}{N}\right), \tag{3.32}$$

где $I(f)$ – конечное подмножество целых чисел. Это означает, что L_k – это пространство конечных линейных комбинаций функции $v_k(x)$ сдвигов.

Пусть для любого натурального k существует функция $w_k(x)$ такая, что: система функций $\left\{ w_k\left(x-\frac{2^{k+1}j}{N} \right) \right\}_{j\in\mathbb{Z}}$ является базисом пространства W_k; $x\notin\left(0;\frac{6\cdot 2}{N} \right)\forall,\ w(x)=0;\int_{-\infty}^{\infty} w_k(x)dx=0.$

Поскольку $v_k(x)$ обобщает функцию $\mathrm{Fup}_{s,n}(x)$, которая была использована для построения атомарных вейвлетов, можно говорить, что $w_k(x)$ является обобщенным атомарным вейвлетом, а линейное пространство W_k является пространством обобщенных атомарных вейвлетов.

Существуют различные способы практического использования вейвлетов.

Предположим, что некоторые данные представлены функцией $d(x)$. Обозначим через $p(x)$ ортогональную проекцию этой функции на линейное пространство L_0. И пусть $r(x)=d(x)-p(x)$. В этой системе обозначений $f(x)=p(x)+r(x)$.

Из свойств пространства функций L_k (3.30) следует, что

$$p(x)=\sum_{k=1}^{n}\sum_{j\in I_k(d)}\omega_{kj}w_k\left(x-\frac{2^{k+1}j}{N} \right)+\sum_{j\in J(d)}\upsilon_j v_n\left(x-\frac{2^{k+1}j}{N} \right). \qquad (3.33)$$

Можно утверждать, что $p(x)$ является обобщенным атомарным вейвлет-разложением функции $d(x)$. Пусть $p_k(x)=\sum_{j\in I_k(d)}\omega_{kj}w_k\left(x-\frac{2^{k+1}j}{N} \right)$ для $k=1,2,...,n$ и $q(x)=\sum_{j\in J(d)}\upsilon_j v_n\left(x-\frac{2^{k+1}j}{N} \right)$. В этих терминах, $p(x)=p_1(x)+...+p_n(x)+q(x)$.

Каждая функция $p_k(x)$ соответствует определенным частотам, а $q(x)$ описывает главное значение функции данных $d(x)$ см. рис. 3.19-3.21, $n=3$.

Пусть $E_k = \{\sigma_{k,j} : j \in \mathbb{Z}\}$ ограниченное множество вещественных чисел для любого $k = 1,2,...,n+1$. Считаем, что $\varepsilon_k = \operatorname{supp}_{j\in\mathbb{Z}} |\sigma_{k,j}|$. Тогда для второго слагаемого из (3.33) $q(x) = \sum_{j\in J(d)} \upsilon_j v_n\left(x - \frac{2^{k+1} j}{N}\right)$, где $\upsilon_j = \upsilon_j + \sigma_{n+1,j}$. С учетом свойств функции $v_n(x)$

$$v_k\left(x - \frac{2^{k+1} j}{N}\right) + v_k\left(x - \frac{2^{k+1}(j+1)}{N}\right) \equiv \frac{N}{2^{k+1}} \tag{3.34}$$

для любого $p \in \mathbb{Z}$ и $x \in \left[\frac{2^{n+1} p}{N}, \frac{2^{n+1}(p+1)}{N}\right)$ имеет место следующее

$$\left|\sum_j \sigma_{n+1,j} v_n\left(x - \frac{2^{n+1} j}{N}\right)\right| = \left|\sigma_{n+1,p} v_n\left(x - \frac{2^{n+1} p}{N}\right) - \sigma_{n+1,p+1} v_n\left(x - \frac{2^{n+1}(p+1)}{N}\right)\right| \le$$
$$\le \varepsilon_{n+1}\left(v_n\left(x - \frac{2^{n+1} p}{N}\right) - v_n\left(x - \frac{2^{n+1}(p+1)}{N}\right)\right) = \frac{\varepsilon_{n+1} N}{2^{n+1}} \tag{3.35}$$

Выражение (3.24) принимает вид:

$$\max_{i\in\mathbb{R}} |x_i - y_i| \le \frac{\varepsilon_{n+1} N}{2^{n+1}}. \tag{3.36}$$

Следовательно, если ε_{n+1} является наибольшей нижней границей абсолютной погрешности вычислений $\{\upsilon_j\}$, тогда максимальное абсолютное отклонение функции $q(x)$ не превышает $\frac{\varepsilon_{n+1} N}{2^{n+1}}$.

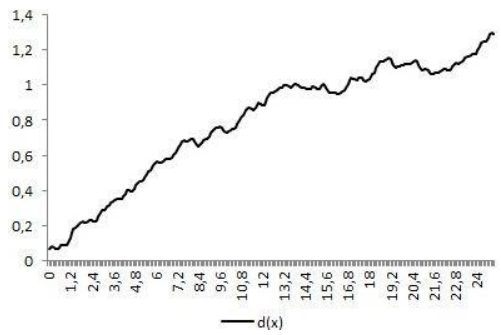


Рисунок 3.19. – График функции данных $d(x)$

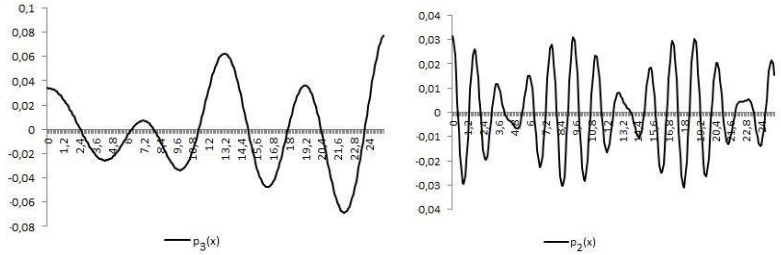


Рисунок 3.20. – График $p_3(x)$, соответствующий низкоуровневым частотам и $p_2(x)$ соответствующий частотам среднего уровня

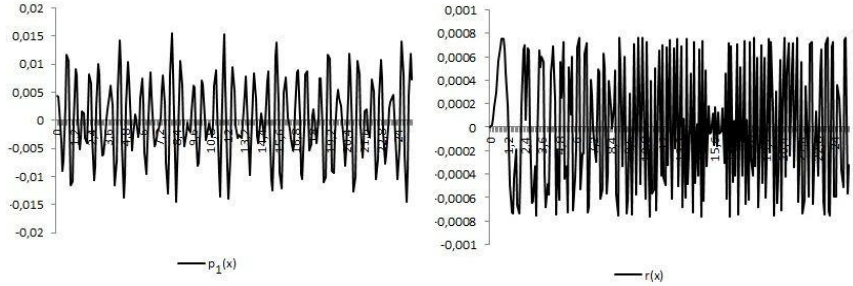


Рисунок 3.21 – График $p_1(x)$, соответствующий частотам высокого уровня, остаточного члена $r(x)$, который описывает ошибку аппроксимации функции данных $d(x)$ ее обобщенным атомарным вейвлет-разложением.

Функция $r(x)$ (это член с остатком) представляет собой ошибку аппроксимации функции $d(x)$ ее обобщенным атомарным вейвлет-разложением. Отсюда следует, что такая ошибка зависит от аппроксимационных свойств пространства L_0 и материнской функции $f(x)$.

Выводы по разделу 3

1. Как видной из рисунков первой и второй производной функции $\mathrm{up}(t)$, изменение формы этих функций оказывается аналогичной изменению функций Уолша, Хаара. Это свойство оказывается уникальным и может быть использовано для построения спектрально-эффективных сигналов в каналах передачи с кодовым разделением.

2. Показано, что при синтезе спектрально-эффективных сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией длительностью $2T$ в каждом квадратурном канале уменьшается значение пик-фактора колебаний, уменьшается значение полосы частот и достигается требуемая скорость спада уровня внеполосного излучения.

3. Показано, что при синтезе спектрально-эффективных сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией с межсимвольной интерференцией длительностью $4T$ в каждом квадратурном канале формирования сужается полоса частот, уменьшается значение пик-фактора колебаний и возрастает скорость спада уровня внеполосного излучения.

4. Спектрально-эффективные сигналы на основе атомарной функции $fup_N(t)$ с межсимвольной интерференцией длительностью $4T$ в каждом квадратурном канале позволяют обеспечить значения полосы частот по уровню -60дБ, равной 0.45/T при $N=2$ и 0.2/T при $N=8$. Это значение полосы частот в 2 раза меньше, чем у сигналов без межсимвольной интерференции при тех же значениях пик-фактора излучаемых колебаний. При этом скорости спада уровня внеполосных излучений значительно выше, чем у сигналов с ГММС.

5. Применение процедуры квантования обеспечивающее возможность сжатия изображений и сопровождающееся неизбежной потерей качества, может быть оценено на основе равномерной метрики, что является основным результатом данной работы. Методика оценки качества изображения основана на полученных верхних оценках коэффициентов обобщенных атомарных вейвлет-разложений. Эти результаты были подтверждены вычислительным экспериментом. Применение методики, основанной на вычислении поперечника А.Н. Колмогорова, позволяет получить аналитические оценки для управления потерями качества, возникающими при использовании алгоритма дискретного атомарного сжатия цифровых изображений.

4. ПРИМЕНЕНИЕ ОБОБЩЕННЫХ АТОМАРНЫХ ВЕЙВЛЕТОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С УПРАВЛЯЕМЫМ КАЧЕСТВОМ ОЦЕНКИ ПОТЕРЬ

4.1. Обощенные атомарные вейвлеты в задачах обработки цифровых изображений

В [5] было показано, что пространства линейных комбинаций up-функций В.А. Рвачева асимптотически экстремальны для аппроксимации периодически дифференцируемых функций в норме пространства C. Также было доказано, что эти пространства экстремальны для аппроксимации периодических дифференцируемых функций в L_2-норме. Кроме того, асимптотическая экстремальность некоторых других атомарных пространств была получена в [6]. С точки зрения теории аппроксимации это означает, что атомарные функции являются таким же совершенным математическим инструментом, как тригонометрические полиномы.

Одним из главных недостатков тригонометрических функций является некомпактность их носителя. Поэтому системы функций с компактным носителем широко используются в различных приложениях, в частности, в обработке и сжатии цифровых изображений [7]. Отметим, что алгоритм сжатия JPEG2000, основанный на вейвлетах, должен был стать заменой JPEG [8], однако широкого распространения он не получил.

Пространства атомарных функций сочетают в себе хорошие аппроксимационные свойства с существованием локально поддерживаемого носителя. Поэтому идея их применения для сжатия изображений с потерями вполне естественна. В работе [2] было показано, что атомарные функции Кравченко-Рвачева (1.27) могут оказаться полезными при сжатии полноцветных цифровых изображений. Следует также отметить, что применение атомарных функций для сжатия медицинских изображений было рассмотрено в [9].

Эта функция является решением на интервале [-1,1] разностного уравнения (1.25).

Рассмотрим применение дискретного атомарного преобразования, которое основано на атомарной функции $\mathrm{up}(x)$, которое было представлено в [1], для сжатия полноцветных цифровых изображений с потерями.

Большое количество алгоритмов сжатия изображений с потерями содержит следующие этапы: предварительная обработка данных, дискретное преобразование данных, квантование и кодирование квантованных данных (рис. 4.1). В алгоритме сжатия изображений JPEG применено дискретное косинусное преобразование (ДКП). Поскольку тригонометрические полиномы обладают хорошими аппроксимирующими свойствами, данные хорошо представляются небольшим количеством ДКП-коэффициентов. Таким образом, можно уменьшить избыточность информации и, следовательно, сжать изображение

Рисунок 4.1. – Схема сжатия с потерями

Известно дискретное атомарное преобразование (ДАП) [3]. Также было показано, что эта процедура может быть гораздо эффективнее, чем ДКП. Таким образом, применение ДАП для сжатия изображений с потерями является перспективным. Целью данной работы является разработка алгоритма сжатия полноцветного 24-битного изображения на основе ДАП и исследование его эффективности.

Рассмотрим некоторое полноцветное 24-битное растровое изображение, представленное RGB-матрицей. На рис. 4.2 показан процесс его сжатия с помощью ДАП.

Рисунок 4.2 – Дискретное атомарное сжатие полноцветных 24-битных цифровых изображений

На первом этапе этого алгоритма используется преобразование из цветового пространства RGB в цветовое пространство YCrCb. После этого шага мы получим матрицу $\Omega[Y]$ компонентов яркости и две матрицы $\Omega[Cr]$ и $\Omega[Cb]$ цветоразностных компонентов. На шаг 2 мы применяем ДАП-процедуру, основанную на пространстве

$$\mathrm{up}_{s,n} = \left\{ \varphi : \varphi(x) = \sum_k \mathrm{up}_s \left(x - \frac{k}{(2s)^n} \right) \right\} \tag{4.1}$$

к каждой из этих матриц [9]. При этом получаем три матрицы ДАП-коэффициентов $\Omega[Cb]$, $\Omega[Cr]$, $\Omega[Cb]$. В дальнейшем элементы этих матриц квантуются и округляются до целых чисел.

Человеческий глаз более чувствителен к потерям качества в яркости, чем в цветности. Следовательно, большие коэффициенты квантования могут быть использованы для элементов матриц $\Omega[Cr]$ и $\Omega[Cb]$.

Наконец, квантованные коэффициенты кодируются с помощью алгоритмов сжатия без потерь. Для этой цели подходят кодирование по длине строки и статистические методы сжатия данных. Для получения декодированного изображения выполняют обратные действия.

Дискретное атомное преобразование основано на следующем разложении (3.31). Функция $p(x)$ – функция, представляющая некоторые дискретные данные $D=\{d_1,d_2,...,d_m\}$, n - положительное целое число, N - ненулевая константа и система $\left\{w_k\left(x-\frac{2^{k+1}j}{N}\right),v_n\left(x-\frac{2^{n+1}j}{N}\right)\right\}$ представляет собой систему атомарных вейвлетов [3, 6]. Эти вейвлеты строятся с помощью атомарной функции (1.27).

Тогда

$$p(x)=m(x)+\sum_{k=1}^{n}\ell_k(x),$$

где $m(x)=\sum_j \upsilon_j v_n\left(x-\frac{2^{n+1}j}{N}\right)$ представляет собой главное значение $p(x)$, т.е. маленькая копия данных D, и каждая функция $\ell_k(x)=\sum_j \omega_{k,j} w_k\left(x-\frac{2^{k+1}j}{N}\right)$ описывает ортогональные компоненты, соответствующие вейвлету $w_k(x)$. Функция $p(x)$ - определяется системой атомарных вейвлет-коэффициентов $\Omega=\{\omega_{k,j},\upsilon_j\}$, что эквивалентно описанию дискретных данных D через Ω. Процедура атомарного вейвлет-вычисления называется дискретным атомарным преобразованием (ДАП) данных D (рис. 4.3). Кроме того, число n называется его глубиной. Отметим, что глубину ДАП можно варьировать. Это означает, что структура и, следовательно, результат ДАП может быть изменен.

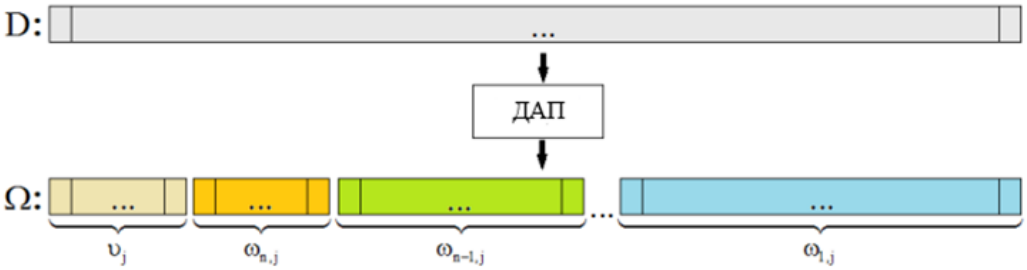


Рисунок 4.3. – Дискретное атомарное преобразование массива.

Рассмотрим следующий способ построения ДАП двумерных данных применительно к обработке изображений. Пусть D представляет собой прямоугольную матрицу $\Omega[D]$. Сначала, обеспечиваем преобразование массива ДАП глубины n к каждой строке матрицы $\Omega[D]$, а затем к каждому столбцу матрицы ДАП-коэффициентов, полученной на предыдущем шаге (см. рис. 4.4).

Рисунок 4.4. –Процедура ДАП дискретного атомарного преобразования матрицы $\Omega[D]$.

Рассмотренная процедура ДАП представляет собой алгоритм дискретного атомарного сжатия (ДАС) цифровых изображений. Предполагается, что сочетание высокого качества и высокой степени сжатия достигается благодаря удобным свойствам ДАП [6].

Как видно, ДАС - это алгоритм сжатия с потерями. Основные потери качества происходят на этапе квантования. Варьируя коэффициенты квантования, можно получить результаты разного размера и качества.

Основным показателем эффективности алгоритма сжатия данных является коэффициент сжатия (K_{CR})

$$K_{CR} = \frac{\text{размер исходного изображения}}{\text{размер сжатого изображения}}$$

Очевидно, что большее значение K_{CR} означает большую экономия памяти. Для алгоритмов сжатия с потерями еще одним важным показателем является мера потери качества. Существует множество числовых критериев для оценки потери качества, но ни один из них не является надежным. Человеческий глаз - лучший критерий. Собственно, в этом и заключается одна из проблем цифровой обработки изображений.

Рассмотрим механизм контроля потерь качества. ЦАП - это алгоритм сжатия с потерями. Основные искажения возникают при квантовании ДАП-коэффициентов. Очевидно, что необходимо использовать соответствующие коэффициенты квантования. В стандартах некоторых алгоритмов (например, JPEG) приведены рекомендуемые значения. Однако иногда разработчики программного обеспечения и устройств применяют свои собственные коэффициенты. Подчеркнем, что потеря качества во многом зависит от коэффициентов квантования. Поэтому их выбор должен обеспечивать выполнение требований к качеству в терминах некоторых заданных метрик.

Будем использовать следующие критерии:

1. Равномерная метрика, определяемая максимальным абсолютным отклонением (U-метрика), основанная на использовании понятия поперечника А.Н. Колмогорова (3.24)

$$d(X,Y) = \max_{i,j} \left| x_{ij} - y_{ij} \right|, \tag{4.2}$$

где $X = (x_{ij}), Y = (y_{ij})$ – исходное и восстановленное изображения, соответственно. Обратите внимание, что высокая зависимость от локальных изменений является ключевой особенностью этой меры.

2. Среднеквадратичная метрика (RMS-метрика)

$$d(X,Y) = \sqrt{\frac{1}{nm} \sum_{i,j=1}^{n,m} \left(x_{ij} - y_{ij} \right)^2} . \tag{4.3}$$

Эта мера характеризует усредненные изменения всех пикселей. Низкая зависимость от локальных изменений и высокая зависимость от глобальных изменений – ключевые особенности этой меры.

Отметим, что более высокое значение U- и RMS-метрики означает худшее качество результата.

3. Отношение пикового сигнала к шуму (PSNR-метрика)

$$d(X,Y)=10\ln\frac{(255)^2 nm}{\sum_{i,j=1}^{n,m}(x_{ij}-y_{ij})^2}. \tag{4.4}$$

Он отличается от RMS только другой шкалой. Более высокое значение этой меры означает лучшее качество результата. В (4.1), (3.33), (3.36) X и Y – это матрицы изображений до и после обработки.

Для полноцветных цифровых изображений, выражаемых матрицей RGB, используем

$$d(X,Y)=\max_{i,j}\left\{\left|r_x[i][j]-r_y[i][j]\right|,\left|g_x[i][j]-g_y[i][j]\right|,\left|b_x[i][j]-b_y[i][j]\right|\right\} \tag{4.5}$$

$$d(X,Y)=\sqrt{\frac{S}{3nm}} \tag{4.6}$$

и

$$d(X,Y)=10\ln\frac{(255)^2\cdot 3nm}{S}, \tag{4.7}$$

где

$$S=\sum_{i,j=1}^{n,m}\left(\left(r_x[i][j]-r_y[i][j]\right)^2+\left(g_x[i][j]-g_y[i][j]\right)^2+\left(b_x[i][j]-b_y[i][j]\right)^2\right),$$

вместо (4.2) - (4.4) соответственно. Здесь каждый элемент X и Y имеет красную, зеленую и синюю составляющие:

$$x[i][j]=\left(r_x[i][j],\ g_x[i][j],\ b_x[i][j]\right),\ y[i][j]=\left(r_y[i][j],\ g_y[i][j],\ b_y[i][j]\right).$$

Алгоритм сжатия обычно основывается на том, насколько эффективным и подходящим является применяемый метод. Для случая сжатия одного

изображения естественным является поиск оптимальных настроек компрессора. Обратите внимание, что оптимальность означает наименьший размер при заданном уровне качества или наилучшее качество при заданном предельном размере. Процедура поиска оптимальных настроек может быть довольно сложной.

В случае сжатия большого количества изображений поиск оптимальных параметров для каждого из них может оказаться слишком дорогим. Компромиссным решением этой проблемы является выбор такого режима работы компрессора, который является подходящим для группы тестовых изображений. В этом случае сравнение эффективности различных алгоритмов сжатия сводится к сравнению результатов их применения с некоторыми фиксированными настройками.

Механизм контроля потери качества для алгоритма ДАС, основанный на использовании поперечника А.Н. Колмогорова (4.4) обеспечивает возможность получения желаемых искажений.

Высокая чувствительность даже к незначительным искажениям - ключевая особенность U-метрики. Обратите внимание, если значение (4.4) мало, то потери качества, получаемые при обработке (например, из-за сжатия с потерями), незначительны. Если же значение, вычисляемое (4.4) велико, то это означает, что, хотя бы один пиксель значительно изменился. Хотя, если только несколько пикселей имеют значительные изменения цвета яркости, качество изображения может оставаться высоким, особенно при обработке изображений высокого разрешения. Таким образом, U-метрика должна использоваться в качестве метрики искажений в случае потери качества или сжатия почти без потерь. Далее сравним несколько режимов работы ДАП и JPEG. Для этого используем следующую процедуру, включающую:

1) фиксация режимов ДАП и JPEG и сжатие тестовых изображений;

2) расчет CR-значений, U-метрики, RMS-метрики и PSNR-метрики для каждого результата сжатия;

3) сравнение соответствующих значений CR, U, RMS и PSNR для каждого тестового изображения.

Таблица 4.1. – Результаты сжатия классических тестовых изображений с помощью ДАП "Оптимальный"

№	исходное изображение		ДАП "Оптимальный"					"JPEG100"				
	Имя	Размер (kB)	Размер (kB)	CR	потеря качества			Размер (kB)	CR	потеря качества		
					U	RMS	PSNR			U	RMS	PSNR
1	baboon	769	331	2,324	27	5,315	33,621	334	2,302	73	8,75	29,291
2	Barbara	1216	282	4,312	23	3,065	38,402	375	3,243	36	2,694	39,522
3	boats	1330	229	5,808	16	2,313	40,848	344	3,866	31	1,952	42,32
4	cablecar	721	163	4,423	25	2,831	39,093	199	3,623	57	3,48	37,298
5	cornfield	721	193	3,736	24	3,1	38,302	221	3,262	55	3,878	36,358
6	f16	769	151	5,093	21	2,671	39,596	206	3,733	93	4,123	35,827
7	flowers	531	172	3,087	26	3,568	37,082	188	2,825	90	5,087	34,002
8	fruits	721	157	4,592	27	2,775	39,265	197	3,66	66	3,483	37,293
9	goldhill	1216	272	4,471	22	3,284	37,804	377	3,225	50	2,818	39,132
10	Lena	769	164	4,689	29	3,436	37,411	222	3,464	93	3,409	37,477
11	monarch	1153	186	6,199	16	2,225	41,186	293	3,935	34	1,5	44,611
12	peppers	769	186	4,134	24	4,113	35,849	241	3,191	120	5,841	32,801
13	sailboat	769	241	3,191	27	4,668	34,749	271	2,838	96	6,799	31,482
14	splash	769	124	6,202	21	2,499	40,177	195	3,944	165	4,153	35,762
15	Tiffany	769	164	4,689	24	3,274	37,829	221	3,48	135	5,702	33,011

Для сравнения ДАП с JPEG мы используем набор классических тестовых изображений и набор классических аэрофотоснимков [15]. Чтобы получить JPEG-сжатие тестовых изображений, использованы компьютерные программы MS Picture Manager и MS Paint, которые легко доступны пользователю.

Для получения ДАП-сжатия тестовых изображений использована компьютерная программа "Discrete Atomic Compression: User Kit" с режимами "Optimal" и "Allowable" [16]. Используя первый из них, мы получаем результат обработки ДАП с высоким коэффициентом сжатия и без видимых изменений. Применение второго режима обеспечивает более высокую степень сжатия с более заметной потерей качества.

Теперь сравним ДАП "Оптимальный" с "JPEG100" и ДАП "Допустимый" с "Paint JPEG". В таб. 4.1 представлены результаты сжатия классических тестовых изображений, из них следует, что:

1) ДАП "Оптимальный" экономит больше памяти, чем "JPEG 100" (фактически, размер ДАП-файла меньше размера соответствующего JPEG-файла в среднем на 30,59 процента);

2) "JPEG 100" дает большую локальную потерю качества, чем ДАП "Оптимальный";

3) ДАП "Оптимальный" и "JPEG 100" имеют почти одинаковые усредненные потери качества.

4.2. Особенности формирования и выбора базовых вейвлет функций для обработки сигналов и цифровых изображений

При применении вейвлет преобразования используется свойство вейвлет функций эффективно аппроксимировать некоторые классы сигналов с использованием незначительного количества ненулевых коэффициентов. Такая ситуация возникает при анализе, синтезе и обработке сигналов, в частности при сжатии, фильтрации или быстрых вычислениях. Поэтому формирование вейвлет функции $\psi(t)$ должно происходить с использованием

максимального количества вейвлет коэффициентов, которые приближаются к нулю. Тогда преобразованный сигнал будет иметь несколько значимых вейвлет коэффициентов и большинство почти нулевых, указывающих на высокое разрешение. Наибольшее влияние на выбор вейвлет функции имеют размер носителя, количество нулевых моментов и гладкость вейвлет функций [41, 48, 73, 74, 77, 80-82, 96].

Известно, что любая локализованная функция $\psi \in L_2(\mathbb{R})$ относится к типу вейвлет, если для нее определена функция $\overset{*}{\psi} \in L_2(\mathbb{R})$ таким образом, что семейства $\{\psi_{jk}\}$ и $\left\{\overset{*}{\psi}_{jk}\right\}$ являются парными базисами функционального пространства $L_2(\mathbb{R})$ [45, 48].

Поэтому, любая вейвлет функция ψ, независимо от того, ортогональная она или нет, позволяет любую функцию из пространства $L_2(\mathbb{R})$ изобразить в виде ряда, коэффициенты которого определяются интегральным вейвлет преобразованием этой функции относительно $\overset{*}{\psi}$.

Общая классификация базовых вейвлет-функций может быть представлена следующим образом (табл. П.1) [54, 60, 68]:

Проанализировав таблицу П.1, можно утверждать, что существует более одной материнской функции с одинаковыми свойствами. Стоит отметить, что эти свойства предоставляют лишь математическое описание базовых вейвлет функций, которое не позволяет получить явных рекомендаций по их практическому применению для анализа и обработки различных типов нестационарных сигналов.

Алгоритм фильтрации и алгоритм компрессии сигналов очень похожи между собой. В основе этих алгоритмов лежат три этапа:

1) разложение сигнала;
2) пороговая обработка коэффициентов или же соответствующее квантование и кодирование;

3) реконструкция сигнала.

На первом этапе с помощью дискретного вейвлет преобразования проводится декомпозиция сигнала с использованием соответствующих вейвлетов. На втором этапе выбирается часть коэффициентов для пороговой обработки, сохраняя неповрежденными коэффициенты аппроксимации соответствующего уровня. На третьем этапе на основе модифицированных коэффициентов, проводится реконструкция сигнала обратным дискретным вейвлет преобразованием.

Для реализации компрессии и фильтрации сигналов важным вопросом является наличие достаточного количества информации для реконструкции сигнала с заданным качеством. Поэтому одним из требований к базовым вейвлет функций является обеспечение наиболее полной реконструкции сигнала при обратном вейвлет преобразовании [30, 31].

4.3. Декодирование данных радиоголограмм спутниковых снимков

Метаданные космического снимка, как правило, содержат всю необходимую информацию о процессе его получения. В состав такой информации входят координаты снимка, время его регистрации, параметры настройки сенсора, положение спутника на орбите, угол наклона Солнца и т.д. Наиболее важными параметрами, характеризующими полученную сцену, являются ее координаты и время регистрации. Обладая этими данными, можно географически привязать снимок для последующего наложения на векторные карты или покрытия цифровыми снимками.

С другой стороны, можно осуществить проверку соответствия полученного космического снимка тому положению КА на орбите, в котором он находился во время съемки.

Декодирование пользовательских данных осуществляется по следующей схеме, представленной на рис. 4.5.

Для оптических систем при известных радиометрическом разрешении и количестве спектральных диапазонов, можно выделить изображение по

каналам. Для радарных систем, как правило, применяются алгоритмы сжатия БАК с различными коэффициентами сжатия.

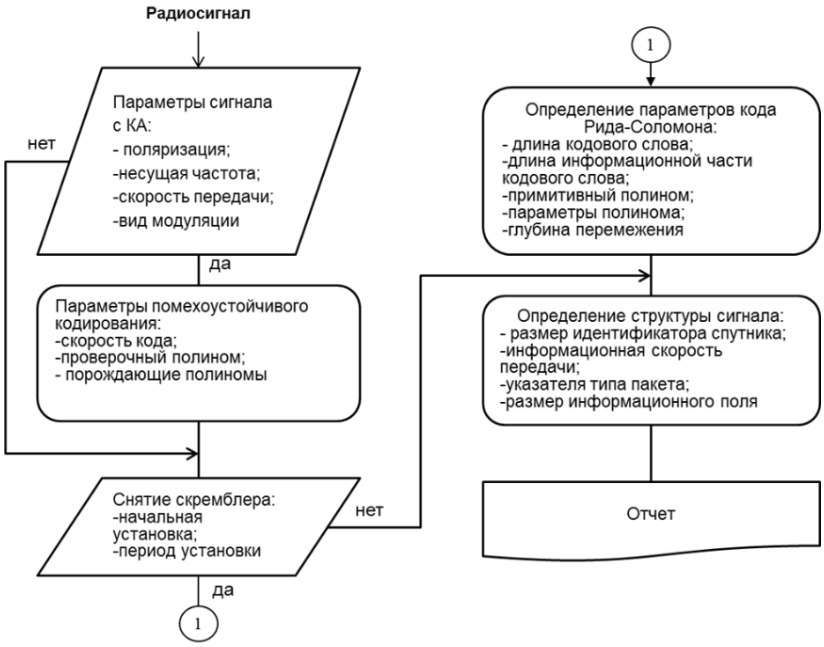


Рисунок 4.5. – Обобщенный алгоритм исследования структуры данных формируемых оптическим и радиолокационным оборудованием космического аппарата спутниковой системы ДЗЗ

В процессе обработки информации требуется определить мощность сигнала на входе наземного приемного устройства и вычисление зон доступности:

$$P_C = \frac{P_{ПРД} G_{ПРД} G_{ПРМ} \eta_{ПРД} \eta_{ПРМ}}{A_{СВ}} V^2(t) \qquad (4.8)$$

где $P_{ПРД}$ - мощность сигнала на выходе передатчика; G - коэффициент усиления передающей (приемной) антенны; η - КПД фидерного тракта на передающей (приемной) стороне; $A_{СВ} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2$ - ослабление сигнала с длинной волны в свободном пространстве при прохождении расстояния $R; V(t)$ - множитель ослабления сигнала.

В большинстве ситуаций, связанных с обработкой радиолокационных данных, неизбежно возникает проблема восстановления конечного продукта – изображения по части исходной радиоголограммы. Нарушения целостности

входных данных может быть обусловлено разными причинами, среди которых ошибки сенсора, ошибки при передаче данных или ошибки вследствие многолучевости распространения радиоволн и др.

Традиционные методы не могут быть использованы для восстановления радиолокационных данных по следующим причинам:

1) Радиолокационные данные являются комплекснозначными. Фаза пикселя равномерно распределена на промежутке $[0, 2\pi]$. Вещественная и мнимая части обычно содержат много шума и при моделировании обычно используется белый шум.

2) Радиолокационные изображения искажаются спеклом, который возникает при когерентном суммировании откликов от нескольких рассеивателей и при моделировании понимается как "мультипликативный шум". На самом деле, спекл является не шумом, а естественным когерентным электромагнитным рассеянием. В отличие от аддитивного шума, спекл приводит к увеличению колебаний в размере усредненной отражательной способности. Благодаря спекл и шумоподобным фазам, не существует единого подхода для представления радиолокационных данных.

3) Радиолокационные данные имеют гораздо более широкий динамический диапазон, чем оптические данные. На практике, если использовать разреженные оптимизационные методы для восстановления радиолокационных данных, только наиболее яркая их часть будет восстановлена. В случае, если целью не является обнаружение ярко выраженных объектов на космическом снимке, использование разреженных методов приведет к потере большого количества деталей.

Существенным недостатком процедуры обратного проецирования и применения фильтра соответствия является их высокая вычислительная сложность. Ускорение роста сложности не позволяет использовать алгоритмы для анализа реальных данных. В отличие от последних двух подходов алгоритмы восстановления на основе дальностного и азимутального сжатия

являются более эффективными в смысле вычислительной сложности. Вторым преимуществом является простота реализации (например, посредством среды MATLAB).

Алгоритм процедуры дальностного сжатия включает дополнения линии изображения по дальности с потерей информации до требуемой дины нулями, преобразования Фурье полученного выражения, вычисления функции (4.9), обратного Фурье преобразования и построения поврежденных областей. Азимутальное сжатие проводится аналогично.

При использовании данных процедур требуется вычислить сигнал на выходе фильтра согласования и осуществить процедуру сжатия [10, статьи, опубликованные в изданиях, включённых в перечень ВАК]:

$$RRF(f) = \frac{R(f)\exp(-2\pi i f \Delta t)}{\sqrt{\frac{1}{N}\sum_{f=0}^{N-1}|R(f)|}}, \qquad (4.9)$$

где: $TXPRR$ – линейная скорость изменения частоты в FM-диапазоне в течение длительности импульса, $R(f)$ – преобразование Фурье функции $\mathrm{ref}(t) = \frac{1}{N}\exp\left[2\pi i\left(TXPSF \cdot t + \frac{TXPRR}{2}t^2\right)\right]$, $TXPSF$ – частота начала импульса, N – показатель степени, f – частота сигнала.

В любом из описанных выше сценариев возникновения неполных радиолокационных данных при использовании алгоритма восстановления на основе процедуры обратного проецирования недостающие данные считаются нулями. Это приводит к появлению на изображении нежелательных артефактов, которые могут значительно снизить его качество и сделать невозможным дальнейшее использование в решении прикладных задач.

Для того, чтобы улучшить качество изображения матрица наблюдения **Ф** должна быть преобразована надлежащим образом. Стандартный способ обработки сигналов заключается в решении задачи наименьших квадратов с регуляризацией:

$$f = \arg\min_{\tilde{f}} \left\| y - \mathbf{\Phi}\tilde{f} \right\|_2^2 + \lambda L\left(\tilde{f}\right), \tag{4.10}$$

где L – регуляризирующая функция, f – радиолокационное изображение, y – входной радиолокационный сигнал. Типичным примером регуляризирующей функции являются нормы $l_p = \left\| \tilde{f} \right\|_p^p$, которые при $p \le 1$ используются в контексте суперразрешения радарных данных и в последнее время в обработке неполных радарных данных. В задачах восстановления прореженных данных (compressive sensing) используется оценка значений норм l_p. Может быть рассмотрен итеративный метод вычисления оператора **Φ** с использованием быстрого алгоритма обратного проецирования и демонстрируют высокое качество восстановления изображения по неполным радиолокационным данным. В качестве упрощения для проведения экспериментов авторы используют моностатический радиолокационный сигнал, при котором радиолокационный пучок сфокусирован на одно и ту же территорию для всех испускаемых волн. Тем не менее предложенный ими алгоритм может быть использован для любых радиолокационных данных.

В качестве демонстрации преимущества быстрого алгоритма перепроецирования в табл. 4.2 представлены значения времени восстановления изображения с размерами $N \times N$ по радиоголограмме с использованием стандартного алгоритма обратного проецирования (ОП), быстрого алгоритма перепроецирования (БП), алгоритма на основе дальностной и азимутальной компрессии (ДАК), алгоритма на основе быстрой итеративной аппроксимации псевдообратной матрицы (**Φ**) и алгоритма на основе быстрой итеративной аппроксимации нормы l_1 при помощи регуляризации наименьших квадратов (l_1).

Быстрый алгоритмы вычисления псевдообратной матрицы **Φ** был получен путем использования десяти итераций метода наименьших квадратов минимального остатка (LSMR), используя быстрый оператор перепроецирования, в результате чего в значение порядка сложности было

$O\left(2IN^2 \log_2 N\right)$, где I - число итераций. В соответствии с ожиданиями, данный алгоритм работает в 20 раз медленнее быстрого алгоритма перепроецирования.

Таблица 4.2. - Сравнение времени формирования радиолокационного изображения

N	**ОП**	**БП**	**ДАК**	**Ф**	***l₁***
256	2.5	1.06	0.11	22.54	26.46
512	20.01	5.08	0.6	108.76	130.17
1024	157.32	24.87	5.55	534.4	714.05
2048	1254.48	118.69	38.19	2537.71	3574.87

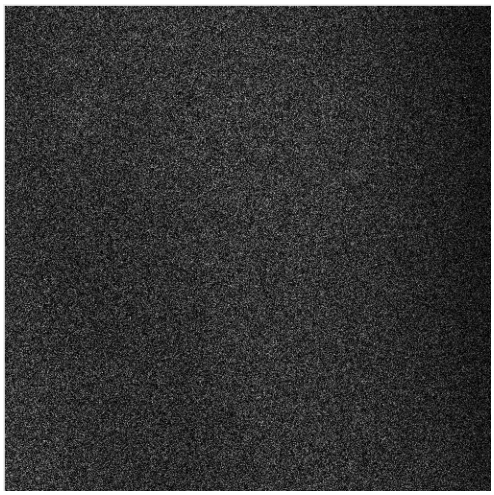
Быстрый алгоритм регуляризации наименьших квадратов l_1 состоит из 10 итераций проекции градиента для разреженного восстановления (GPSR) с помощью быстрого оператора перепроецирования опять приводит к сложности порядка $O\left(2IN^2 \log_2 N\right)$. Время реконструкции радиолокационного изображения растет с увеличением размера изображения немного быстрее, чем для быстрого алгоритма вычисления псевдообратной матрицы $\mathbf{\Phi}$.

Далее рассмотрим алгоритм на основе дальностной и азимутальной компрессии для восстановления изображения по причине его высокой скорости. Программный модуль восстановления цифрового изображения по комплекснозначной радиоголограмме разработан на языке Matlab.

Рекурсивная факторизация алгоритма была реализована с использованием среды Matlab и содержала $\log_2 N - 6$ уровней рекурсии. При увеличении количества уровней рекурсии время вычислений соответственно возрастает. Исходная радиоголограмма с размером 2048×2048 и соответствующее ей радиолокационное изображение с размером 410×2048 представлены на рисунке 4.6. Так как радиоголограмма является комплекснозначной, в качестве ее отображения показаны значения модуля в

каждой точке. Результаты обработки поврежденного изображения представлены на рис. 4.6.

а)



б)

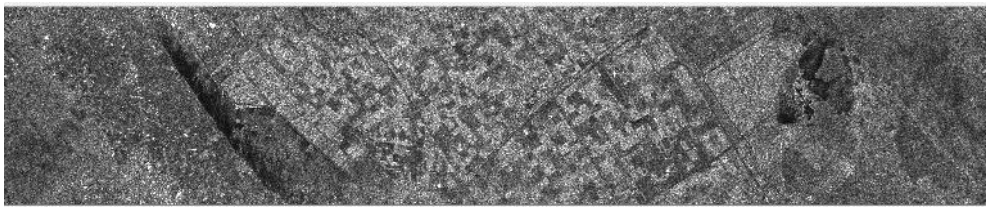


Рисунок 4.6. – Исходная радиоголограмма (а) и результат реконструкции (б)

Таким образом, на качество сжатия сигнала и очистки его от помех может существенно влиять вид и порядок базовой вейвлет функции [36]. В настоящее время существует острая потребность в поиске вейвлет базовых функций, оптимальных по критерию отношения степени сжатия к качеству восстановленного сигнала. Поэтому, для существующих алгоритмов сжатия и фильтрации сигналов от помех основными требованиями являются:

- максимальное ослабление уровня помех и сжатия, при сохранении полезных составляющих сигнала;

- возможность восстановления сигнала с соответствующим качеством.

4.4. Методы оценки эффективности вейвлет преобразования сигналов

Для оценки эффективности вейвлет преобразования сигналов наиболее часто используются следующие критерии: погрешность среднеквадратичного отклонения, отношение сигнал/шум и коэффициент корреляции между анализируемым сигналом S и очищенным от шума $\tilde{S}$ [84].

Среднеквадратическое отклонение (*MSE*) как оценка качества обработанного сигнала. В настоящее время наиболее применяемой оценкой качества обработанного сигнала является среднеквадратическое отклонение (*MSE*) [84]. В подавляющем большинстве критерий *MSE* применяется для оценки качества вейвлет функции, определяемой идеальной реконструкцией сигнала. Она представляется как [85]:

$$MSE_t = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left(S - \tilde{S}\right)^2, \tag{4.11}$$

где S – исходный сигнал, $\tilde{S}$ – реконструированный сигнал.

Кроме того, *MSE* может быть использована для оценки вклада детализирующих вейвлет коэффициентов и представлена в виде:

$$MSE_f = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left(c - \tilde{c}_{ШУМ}\right)^2, \tag{4.12}$$

где c – вейвлет коэффициенты выходного сигнала, $\tilde{c}_{ШУМ}$ – вейвлет коэффициенты шумовой составляющей сигнала. В этом случае *MSE* может использоваться в качестве частотного критерия.

Вейвлет преобразование может считаться наиболее эффективным, в том случае, когда оценка *MSE* является минимальной.

Отношение сигнал/шум (*SNR*) как оценка качества обрабатываемого сигнала. Отношение сигнал/шум (*SNR*) показывает на сколько сигнал искажен шумом [41, 94].

$$SNR = 10\lg\left(\frac{\sum_{i=1}^{N} S_i^2}{\sum_{i=1}^{N}\left|S_i - \tilde{S}_i\right|^2}\right), \tag{4.13}$$

где S – исходный сигнал, $\tilde{S}$ – реконструированный сигнал.

Данный критерий считается наиболее универсальным критерием качества, который применяется для определения эффективности обработки сигнала при реализации алгоритмов фильтрации. Чем выше значение коэффициента SNR, тем выше качество реконструированного сигнала.

Коэффициент корреляции как оценки сходства реконструированного сигнала. Коэффициент корреляции определяет степень сходства дискретных последовательностей исходного и восстановленного сигнала. Чем ближе значение коэффициента корреляции к единице, тем более подобным является реконструированный сигнал к исходному.

$$Cr = \frac{\sum_{i=1}^{N}\left(S_i - \bar{S}\right)\left(\tilde{S}_i - \bar{\tilde{S}}\right)}{\sqrt{\sum_{i=1}^{N}\left(S_i - \bar{S}\right)\sum_{i=1}^{N}\left(\tilde{S}_i - \bar{\tilde{S}}\right)^2}}. \qquad (4.14)$$

Основным преимуществом использования этих критериев является простота их математического выражения и незначительные вычислительные затраты при их программной реализации.

4.4.1. Исследование методов выбора базовых вейвлет функций и оценка их эффективности

Базовые вейвлет функции характеризуются такими основными свойствами как ортогональность, симметрия и компактность носителя. Эти свойства играют определенную роль при выборе базовой вейвлет функции для анализа сигнала. Так, ортогональность вейвлет функций обеспечивает эффективное разложение сигнала в неперекрывающихся полосах частот и высокую вычислительную эффективность при реализации дискретного вейвлет преобразования. Симметричность придает вейвлет функциям свойства линейного фазового фильтра, что является важным при осуществлении операций фильтрации сигналов, так как ее отсутствие может привести к искажению фазы. Компактность носителя обеспечивает отличие от нуля значений вейвлет функции на конечном интервале, что позволяет эффективно представлять сигналы, имеющие локализованные особенности.

Однако, эти основные свойства предоставляют лишь математическое описание базовых вейвлет функций, которое не позволяет получить явных рекомендаций по их практическому применению для анализа и обработки

определенных типов сигналов. Учитывая это, целесообразным является формирование определенной библиотеки базовых функций, оптимальный выбор которых будет определяться по некоторому критерию для определенных типов сигналов. Поэтому, с целью поиска оптимальных вейвлет функций, в технике обработки сигналов были разработаны подходы, в основе которых лежат определенные критерии.

Для исследований были выбраны следующие семейства ортогональных функций с компактным носителем Добеши (db1...db20), койфлеты (coif1...coif5), симмлеты (sym1...sym20) (см. Приложение 1) и тестовые сигналы пакета Matlab: blocks, bumps, doppler, heavy sine, sumlichr, trsin, vonkoch, wcantor [18, 19, 60]. Тестовые сигналы выбирались таким образом, чтобы они отличались, как по форме, так и по спектральному содержанию (рис. 4.7).

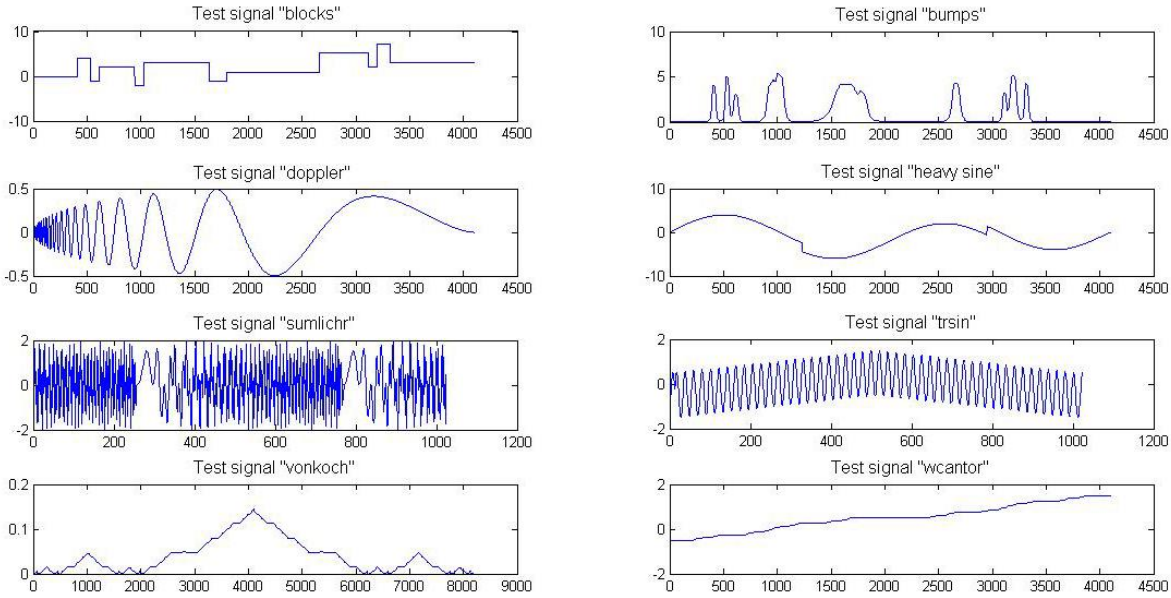


Рисунок 4.7. – Тест-сигналы для исследования эффективности критериев выбора базовых вейвлет функций

4.4.2. Оценка эффективности анализа и обработки сигналов на основе энтропии Шеннона

Значительную роль при анализе и обработке сигналов на основе вейвлет преобразования имеет спектральное распределение энергии вейвлет

коэффициентов. Количественной мерой такого распределения энергии является энтропия Шеннона [75]:

$$En = -\sum_{m} p_m \cdot \log p_m \tag{4.15}$$

Энтропия вейвлет коэффициентов является мерой упорядоченности/неупорядоченности сигнала, что позволяет получить полезную информацию об основном динамическом процессе, связанном с сигналом. В общем, упорядоченный процесс можно рассматривать как периодический одночастотный сигнал (сигнал с узкополосным спектром). Вейвлет представление такого сигнала будет отображено на одном уровне декомпозиции, то есть все относительные вейвлет энергии будут практически равны нулю за исключением уровня декомпозиции, который содержит репрезентативную частоту сигнала. Следовательно, чем меньше будет значение энтропии Шеннона, тем выше будет концентрация энергии при вейвлет преобразовании сигнала.

Сигнал, представляющий случайный процесс можно рассматривать как сигнал с неупорядоченным поведением. Вейвлет представление такого сигнала будет иметь значительный вклад на всех частотных диапазонах. Кроме того, можно ожидать, что все вклады будут одинакового порядка. Следовательно, относительная энергия вейвлет представления сигнала будет практически одинаковой для всех уровней декомпозиции.

Для каждого тестового сигнала и выбранных базовых функций средствами Matlab проведем оценку значений для критерия отношения энергии к энтропии Шеннона:

$$EER = \frac{E_C}{En} \tag{4.16}$$

При многоуровневом разложении сигнала, оценку соотношения энергии и энтропии Шеннона можно проводить в частности для каждого уровня, так как вейвлет коэффициенты простым способом предоставляют полную информацию о локальных энергиях на разных масштабах. Это дает

возможность выбрать оптимальное количество уровней разложения сигнала. Поэтому выражение (4.16) можно представить, как:

$$EER_m = \frac{E_{C_m}}{En_m} \tag{4.17}$$

где m – уровень разложения сигнала.

Во время проведения экспериментальных исследований было установлено, что для некоторых сигналов при расчете значений по критерию, определяемому выражением (4.18) возникает проблема неопределенности оптимальной вейвлет функции.

Поскольку, коэффициенты аппроксимации a_n представляют низкочастотную составляющую сигнала и содержат наиболее значимые компоненты сигнала и менее искаженные шумом, то чем больше энергия будет сосредоточена в этих коэффициентах уже на первом уровне разложения, тем качественнее будут следующие этапы обработки сигнала.

Пусть доля энергии аппроксимирующих коэффициентов в общей энергии обрабатываемого сигнала определяется коэффициентом [79]:

$$\gamma_E = \frac{\sum_n |a_n|^2}{\sum_n |a_n|^2 + \sum_n |d_n|^2} \tag{4.18}$$

где a_n – коэффициенты аппроксимации, d_n – детализирующие коэффициенты дискретного вейвлет преобразования.

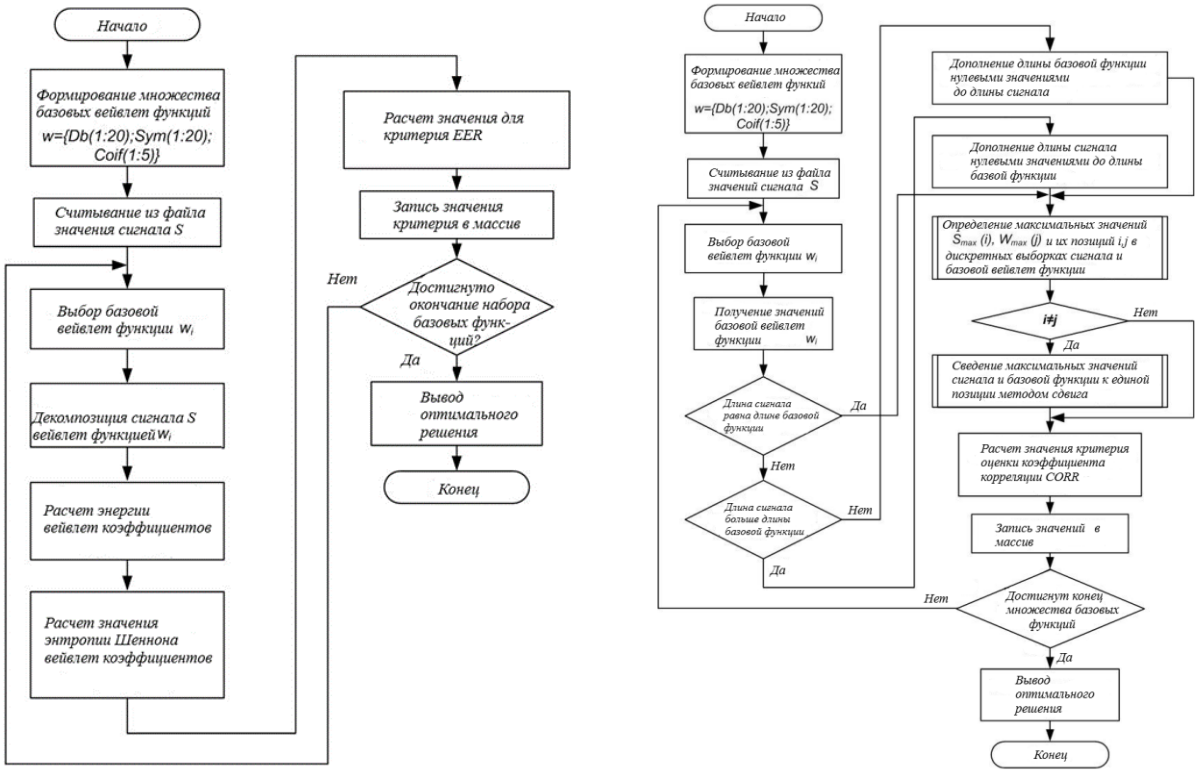
Чем более приближено значение γ_E к единице, тем больше энергии сосредоточено в коэффициентах аппроксимации. Детализирующие коэффициенты содержат определенную информацию об особенностях сигнала на всех уровнях разложения и являются сконцентрированными вокруг этих особенностей. Поэтому, чем меньше энтропия распределения энергии детализирующих вейвлет коэффициентов d_n, тем лучше они выявляют эти особенности сигнала. Для приведения критериев к одному масштабу, используем нормированную энтропию:

$$En(d_n) = -\sum_n \frac{p_n \log p_n}{\log n} \to \min . \tag{4.19}$$

$$p_n = \frac{|d_n|^2}{\sum_n |d_n|^2} . \tag{4.20}$$

Таким образом, критерий отношения энергии к энтропии Шеннона для оценки эффективности выбранной базовой вейвлет функции может быть определен с помощью следующего соотношения:

$$EER = \frac{\gamma_E}{En(d)} \tag{4.21}$$



а) б)

Рисунок 4.8. – Блок-схема алгоритма расчета значений для критерия отношения энергии к мощности Шеннона а); по критерию оценки коэффициента корреляции б)

Эффективность методов выбора базовых вейвлет функций оценивалась по результатам реализации алгоритма выделения сигналов из шума. Для каждого тестового сигнала и выбранных базовых функций средствами Matlab проведем оценку значений для критерия отношения энергии к энтропии

Шеннона согласно выражению (4.21). Блок-схема алгоритма расчета значений для данного критерия представлена на рис. 4.8 а).

Результаты расчетов значений по критерию *EER* для каждой вейвлет функции и всех тестовых сигналов представлены в виде диаграмм на рис. П2.1 – П2.8. На каждом из рисунков лучшие выбранные базовые вейвлет функции выделены черным цветом.

Таблица 4.3. – Лучшие базовые вейвлет функции для обработки тестовых сигналов по критерию EER

Тестовые сигналы	Отношение энергии к энтропии Шеннона
“blocks”	sym20
“bumps”	sym12
“doppler”	db19, db20
“heavy sine”	sym7, sym11
“sumlichr”	db19, db20
“trsin”	sym19, sym20
“vonkoch”	db4
“wcantor”	sym20

В таблице 4.3 приведены базовые вейвлет функции, с помощью которых получены лучшие значения для критерия *EER*.

Согласно результатам проведенных исследований, критерий отношения энергии к энтропии Шеннона не дает однозначно выраженных результатов. Однако, можно отметить, что для сигналов "doppler" (рис. П2.3), "sumlichr" (рис. П2.5) и "trsin" (рис. П2.6), которые содержат гармоническую составляющую, наиболее эффективными базовыми вейвлет функциями по этому критерию являются функции семейств Dobeshi и Symlet порядка 19 и 20. А для сигналов "blocks"(рис. П2.1) и "wcantor" (рис. П2.8), которые имеют ступенчатую форму, наиболее эффективной базовой вейвлет функцией является функция семейства Symlet порядка 20. Для произвольно переменных сигналов, в частности "bumps" и "vonkoch", которые имеют функциональные зависимости подобные сигналам изображений, выбор базовых функций особенно усложнен (см. рис. П2.2 и П2.7).

4.4.3. Исследование оптимизационного метода обработки сигналов и изображений на основе критерия оценки коэффициента корреляции

Проведено исследование оптимизационного метода на основе критерия оценки коэффициента корреляции для каждого тестового сигнала и выбранных базовых функций средствами Matlab согласно выражению (4.22).

В общем, как известно, вейвлет преобразование определяет сходство между анализируемым сигналом и масштабированной версией базовой вейвлет функции. Для определения степени сходства обоих сигналов используется понятие корреляции. В работах [99, 100] было предложено использование коэффициента взаимной корреляции как критерия выбора базовой вейвлет функции.

$$K_{CORR} = \frac{COV_{S_\psi}}{\sigma_S \sigma_\psi} \tag{4.22}$$

где K_{CORR} – коэффициент корреляции между анализируемым сигналом и базовой вейвлет функцией; COV_{S_ψ} – взаимная ковариация последовательностей; σ_S и σ_ψ – стандартные отклонения последовательностей.

Абсолютное значение коэффициента корреляции может изменяться в пределах от 0 до 1. Следовательно, чем больше сходство между сигналом и базовой вейвлет функцией, тем больше будет приближение к 1 коэффициента корреляции.

Итак, базовая вейвлет функция, которая обеспечивает максимальную корреляцию с анализируемым сигналом, будет наиболее оптимальной для дальнейшей обработки этого сигнала.

Алгоритм вычисления состоит из следующих этапов (рис. 4.8 б):

1. Выбор функциональной зависимости тестового сигнала из списка выбранных для исследования вейвлет функций.

2. Осуществление итерации базовой вейвлет функции или тестового сигнала, пока их размеры не сравняются.
3. Сдвиг тестового сигнала или вейвлет функции вдоль оси аргументов, пока максимальное значение обоих будет на одной позиции.
4. Вычисление коэффициента корреляции *CORR* между двумя сигналами.
5. Запись значения коэффициента корреляции *CORR* в массив.
6. Выбор следующей вейвлет функции и повторение шагов 2-4.

Блок-схема алгоритма расчета значений по данному критерию представлена на рис. 4.8 б).

Результаты расчета значений по критерию оценки коэффициента корреляции для каждой вейвлет функции представлены в виде диаграмм для всех тестовых сигналов на рис. П2.9 – П2.16.

В таблице 4.4 приведены базовые вейвлет функции, с помощью которых получены лучшие значения коэффициента взаимной корреляции для тестовых сигналов.

Таблица 4.4. – Базовые вейвлет функции для обработки тестовых сигналов, определенные по критерию оценки коэффициента корреляции CORR

Тестовый сигнал	Коэффициент корреляции
“blocks”	db2, sym2, sym14, sym16, coif1
“bumps”	db1, db2, sym, coif1,coif2
“doppler”	db2, sym2, sym7, sym11-sym14, sym20, coif1
“heavy sine”	db1, db2, sym1, sym2, sym12-sym14
“sumlichr”	coif1
“trsin”	sym2, coif1, sym7, sym11, sym14, sym16, sym20
“vonkoch”	db1, db2, db3, sym, coif1, coif2
“wcantor”	db1, db2, sym1, sym2, coif1

Согласно результатам проведенных исследований, критерий оценки коэффициента корреляции также не дает однозначных результатов. Однако, можно отметить, что для всех тестовых сигналов, наиболее эффективными базовыми вейвлет функциями по корреляционному критерию являются все

функции семейства symlet. Следовательно, выбор базовой вейвлет функции только по данному критерию является недостаточно эффективным.

Если корреляция характеризует только линейную связь переменных, то информация характеризует любую связь. Причем тип связи может быть абсолютно любым и, более того, неизвестным. Поэтому, в работах [25, 88, 106, 107] рассматривается возможность применения основных положений теории информации для количественного сравнения между собой таких разнотипных зависимостей, как сигнал и соответствующие ему коэффициенты вейвлет преобразования.

Вейвлет преобразование применяется преимущественно для анализа и обработки сигналов, которые имеют определенную информационную неопределенность, поэтому применение такой информационной меры как энтропия является целесообразным.

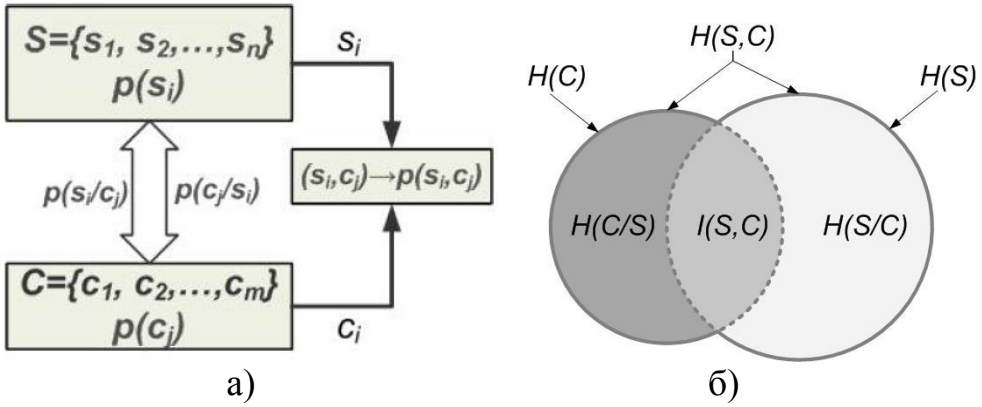
4.4.4. Анализ эффективности обработки сигналов и изображений на основе информационных критериев

Отношение энергии к энтропии Шеннона, которое определяется выражением (4.18) оценивает только энергетическое содержание вейвлет коэффициентов. Для того, чтобы получить их информационное содержание и сравнить его с информационным содержанием сигнала, предлагается использовать такие информационные критерии как общая энтропия, условная энтропия и взаимная информация [107].

Согласно основным постулатам теории информации [76], если оба источника каким-то образом связаны между собой, то следует ожидать, что событие одного источника позволяет делать некоторое предположение о событии другого, то есть источники обмениваются взаимной информацией.

Пусть, сигнал *S* – первый источник с вероятностью распределения $p(s)$ и вейвлет коэффициенты *C* – второй источник с вероятностью распределения $p(c)$. Вероятность появления пары событий $p(s,c)$ – общая вероятность распределения сигнала и вейвлет коэффициентов.

Тогда, условная вероятность $p(C|S)$ – вероятность возникновения события *C* при условии, что произошло событие *S*. Такая информационная система схематически изображена на рис. 4.9 а).



а) б)

Рисунок 4.9. – Совместная и условные вероятности распределения сигнала и вейвлет коэффициентов а); связь между общей энтропией, условной энтропией и взаимной информацией сигнала *S* и вейвлет коэффициентов *C* б).

Связь между общей энтропией, условной энтропией и взаимной информацией можно изобразить с помощью диаграммы Эйлера-Венна, приведенной на рис. 4.9 б).

Взаимная информация $I(S,C)$ представлена как пересечение двух последовательностей данных. Чем больше взаимная информация, тем более похожи две последовательности данных. Условные энтропии $H(S/C)$ или $H(C/S)$ отражают информацию, исключительно для каждой соответствующей последовательности данных, в то время как общая энтропия $H(S,C)$ включает в себя всю информацию из двух последовательностей данных.

Связь, представленная на рис. 4.9 б) может быть использована для выбора эффективной вейвлет функции. Чем больше информации о сигнале *S* содержат вейвлет коэффициенты *C*, которые образовались в результате ДМП, тем эффективнее является вейвлет функция.

Энтропия сигнала $H(S)$ и энтропия вейвлет коэффициентов $H(C)$ представляются соответственно следующими выражениями [107]:

$$H(S) = -\sum_{s \in S} p(s) \cdot \ln p(s) \tag{4.23}$$

$$H(C) = -\sum_{c \in C} p(c) \cdot \ln p(c) \tag{4.24}$$

где $p(s)$ и $p(c)$ – вероятности распределения сигнала и вейвлет коэффициентов соответственно.

Общая энтропия двух источников информации определяется как математическое ожидание информации всех пар событий.

Общая энтропия двух дискретных источников информации, а именно сигнала и его вейвлет коэффициентов, $H(C|S)$, позволяет определить общее информационное содержание этих последовательностей [26, 76]:

$$H(S,C) = -\sum_{s \in S} \sum_{c \in C} p(s,c) \cdot \ln p(s,c) \tag{4.25}$$

где $p(s,c)$ – общая вероятность распределения сигнала и его вейвлет коэффициентов.

Для данного случая, условная энтропия $H(C|S)$ представляет среднее количество информации, содержащейся в вейвлет коэффициентах C при наличии статистической взаимосвязи с сигналом S [26, 76]:

$$H(C|S) = -\sum_{s \in S} p(s) \sum_{c \in C} p(c|s) \cdot \ln p(c|s) \tag{4.26}$$

где $p(c|s) = \dfrac{p(s,c)}{p(s)}$ – условная вероятность распределения вейвлет коэффициентов относительно распределения сигнала.

Взаимная информация $I(S,C)$ определяется как среднее количество информации, которую содержат вейвлет коэффициенты о сигнале [26, 76]:

$$I(S,C) = -\sum_{s \in S} \sum_{c \in C} p(s,c) \ln \frac{p(s,c)}{p(s)\,p(c)} \tag{4.27}$$

где $p(s,c)$ – общая вероятность распределения сигнала и его вейвлет коэффициентов, $p(s)$ и $p(c)$ – вероятности распределения сигнала и вейвлет коэффициентов соответственно.

Запишем выражение (4.27) через энтропии сигнала и его вейвлет коэффициентов:

$$I(S,C) = -H(S,C) + H(S) + H(C) \tag{4.28}$$

где $H(S,C)\, H(S,C)$ – общая энтропия сигнала и его вейвлет коэффициентов, $H(S)$ – энтропия сигнала, $H(C)$ – энтропия вейвлет коэффициентов.

Еще одной характеристикой в теории информации является относительная энтропия или дивергенция Кульбака-Лейблера, которая является мерой расстояния между двумя распределениями вероятностей, определенными в одном и том же алфавите. Дивергенция Кульбака – Лейблера является мерой того, насколько одно распределение вероятностей отличается от второго – эталонного распределения вероятностей.

В противоположность взаимной информации, которая является мерой удаленности двух переменных в пределах одного распределения, относительная энтропия определяет расстояние между распределениями [76].

$$D(S \,\|\, C) = \sum_{i \in S,C} p(S_i) \ln \frac{p(S_i)}{p(C_i)} \tag{4.29}$$

В случае, когда необходимо установить сходство распределений, то относительная энтропия позволяет определить такое сходство с достаточно большой точностью. Если $p(s) = p(c)$, то $D(S \,\|\, C) = 0$.

Таким образом, принимая во внимание необходимость обеспечения максимальной взаимной информации и минимальной относительной энтропии, может быть установлен критерий для оценки эффективности выбранной базовой вейвлет функции который представляется следующим соотношением:

$$IER = \frac{I(S,C)}{D(S \,\|\, C)} \tag{4.30}$$

В результате исследования оптимизационных методов был сделан вывод о том, что особого внимания заслуживает метод на основе критерия оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии.

С этой целью для каждого тестового сигнала и выбранных базовых функций средствами Matlab проводилась оценка значений информационно-энтропийного критерия согласно выражению (4.30). Блок-схема алгоритма расчета значений согласно данного критерия представлена на рис. 4.10.

Результаты расчета значений критерия оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии для каждой вейвлет функции представлены в виде диаграмм для всех тестовых сигналов на рис. П2.17 – П2.24.

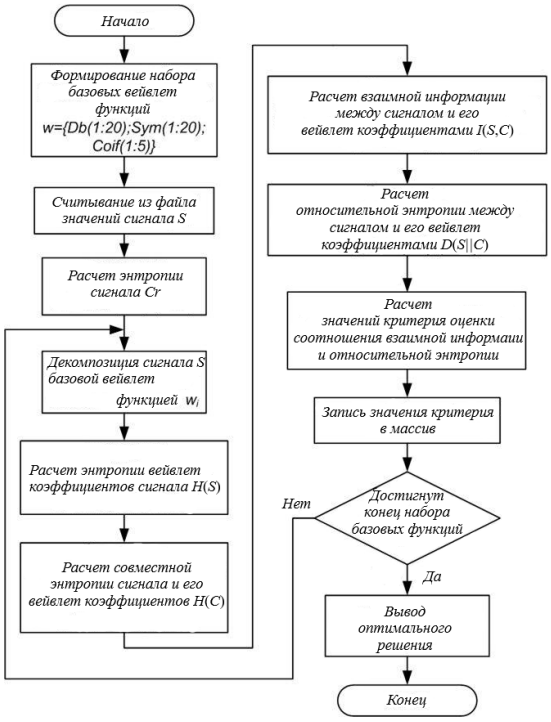


Рисунок 4.10. – Блок-схема алгоритма расчета значений по критерию оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии

На каждом из рисунков черным цветом выделены базовые вейвлет функции, которые являются наиболее эффективными для обработки соответствующего тестового сигнала.

В таблице 4.5 приведены базовые вейвлет функции, с помощью которых получены лучшие значения информационно-энтропийного критерия для тестовых сигналов.

Таблица 4.5. – Оптимальные базовые вейвлет функции для обработки тестовых сигналов, определенные по критерию оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии

Тестовые сигналы	Базовые вейвлет функции
“blocks”	db19
“bumps”	db20
“doppler”	sym14, coif1
“heavy sine”	db2, sym2
“sumlichr”	db11
“trsin”	db19
“vonkoch”	db18
“wcantor”	coif1

Согласно результатам проведенных исследований, выбор наиболее эффективных базовых вейвлет функций, определенных по данному критерию для всех тестовых сигналов более четко определен, в отличие от корреляционного и энергетического критериев. Однако, для сигналов doppler, heavy_sine и vonkoch разница между оценочными значениями по критерию *IER* незначительна и составляет 0,1%.

Согласно результатам проведенного анализа, для энергетического, корреляционного и информационного критериев (таблицы 4.2 - 4.4), можно сделать вывод, что не существует однозначного соответствия между видами тестовых сигналов и базовыми вейвлет функциями для каждого исследованного критерия. Таким образом, для установления эффективности каждого из критериев, целесообразно проводить дальнейшие исследования определенных базовых вейвлет функций, приведенных в таблицах 4.2 - 4.4.

Так как, одним из самых распространенных направлений обработки сигналов методами дискретного вейвлет преобразования является выделение сигнала из шума и помех, то для дальнейших исследований проводилось наложение шума на каждый тестовый сигнал (рис. 4.11) и дальнейшая его фильтрация с использованием базовых вейвлет функций, определенных как эффективные по каждому из критериев.

Для выделения тестовых сигналов из шума использован алгоритм пороговой фильтрации и функция пакета Matlab для автоматического удаления шума wden со следующими характеристиками [18, 60]:

- адаптивный выбор порога по принципу несмещенной оценки риска Штейна;

- жесткая пороговая обработка коэффициентов детализации;

- фиксированное значение порога для всех уровней разложения сигнала.

Для каждого восстановленного сигнала проводилось вычисление отношения сигнал/шум, погрешность среднеквадратичного отклонения и коэффициент корреляции между анализируемым сигналом S и очищенным от шума $\tilde{S}$.

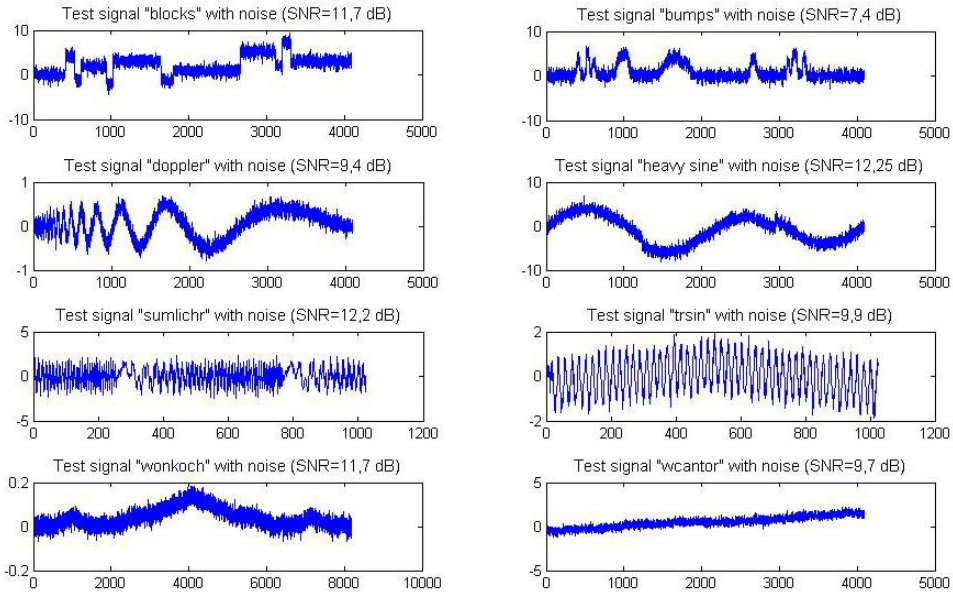


Рисунок 4.11. – Тестовые сигналы с нанесенным шумом, которые используются для исследования эффективности критериев выбора базовых вейвлет функций

В результате исследований получено множество значений оценок соотношения сигнал/шум (*SNR*), среднеквадратичной погрешности (*MSE*) и коэффициента корреляции для наиболее эффективных базовых функций, определенных каждым из критериев для всех тестовых сигналов. Результаты экспериментальных исследований выделения тестовых сигналов из шума с использованием базовых вейвлет функций, определенных как наиболее

эффективные по каждому критерию на основе оценок *SNR*, *MSE* и коэффициента корреляции *Cr* приведены в таблице 4.6.

На основе полученных результатов проводится сравнение эффективности использования каждой базовой вейвлет функции, определенной с помощью соответствующего критерия. На рис. П2.25 приведены диаграммы полученных значений *SNR*, *MSE* и коэффициента корреляции *Cr*, как результат очистки сигналов от шума с использованием базовых вейвлет функций, представленных в табл. 4.4-4.6 и определенных как наиболее эффективные по каждому критерию.

Таблица 4.6. – Результаты экспериментальных исследований очистки тестовых сигналов от шума с использованием базовых вейвлет функций, определенных как наиболее эффективные по энергетическим, корреляционным и информационным критериям

Тестовый сигнал и шум	*SNR*, dB	Критерий *EER*			Критерий *IER*			Критерий *CORR*		
		SNR, dB	*MSE*	*Cr*	*SNR*, dB	*MSE*	*Cr*	*SNR*, dB	*MSE*	*Cr*
blocks	11,7	20,7	0,076	0,9956	21,32	0,064	0,9964	15,15	0,286	0,9839
bumps	7,4	18,16	0,0498	0,9923	20,84	0,0267	0.9960	18,9	0,042	0.9936
doppler	9,4	16,18	0,0019	0,9884	18,74	0,0011	0,9935	16,45	0,0019	0,9890
heavy sine	12,25	26,37	0,0221	0,9988	26,98	0,0191	0,9989	24,7	0,0328	0,9983
“trsin	9,9	15,85	0,0147	0,9871	16,14	0,0140	0,9878	5,05	0,1413	0,8693
vonkoch	11,7	26,48	6.7e-6	0,9988	27,77	5.0e-6	0,9991	27,58	5.3e-6	0,9991
wcantor	9,7	28,4	0,0008	0,9993	28,81	0,0007	0,9993	28,61	0,0008	0,9994

На основе приведенных на рис. П2.26 значений статистических показателей наилучшие результаты по оценкам SNR, MSE и коэффициента корреляции получены с использованием вейвлет функций, определенных по критерию отношения взаимной информации к относительной энтропии.

Анализ оценки коэффициента корреляции рис. П2.26 (в) позволяет утверждать, что для большинства сигналов (кроме "trsin") получены качественные, примерно одинаковые результаты используя вейвлет функции, определенные всеми тремя критериями.

Как показывают проведенные исследования, выбор конкретного критерия зависит в основном от типа входного сигнала, необходимой заданной точности аппроксимации сигнала во время-частотной области, допустимых программно-аппаратных затрат и времени обработки сигнала.

В 2002 году Zhou Wang и Alan C Bovik предложили новый подход к оценке качества изображений [105], а именно оценивание сигнала по яркости, контрастности и структурным искажениям.

$$Q = \frac{4\bar{S}\bar{\tilde{S}}\sigma_{S\tilde{S}}}{\left(\bar{S}^2 + \bar{\tilde{S}}^2\right)\left(\sigma_S^2 + \sigma_{\tilde{S}}^2\right)} \tag{4.31}$$

где S - выходной сигнал; $\tilde{S}$ - реконструированный сигнал; $\bar{S}$ - среднее значение выходного сигнала; $\bar{\tilde{S}}$ - среднее значение реконструированного сигнала; σ_S - дисперсия исходного сигнала; $\sigma_{\tilde{S}}$ - дисперсия реконструированного сигнала; $\sigma_{S\tilde{S}}$ - коэффициент взаимной корреляции между исходным сигналом и обработанным.

Данная оценка получила название - универсальный индекс качества (UQI - Universal Quality Index). С того времени данный критерий был усовершенствован и модифицирован для работы с различными типами изображений.

В работе [105] универсальный индекс качества представлен как произведение трех компонентов:

$$Q = Q_{corr} Q_{dyn} Q_{mean} = \frac{\sigma_{S\tilde{S}}}{\sigma_S \sigma_{\tilde{S}}} \frac{2S\tilde{S}}{\bar{S}^2 + \bar{\tilde{S}}^2} \frac{2\sigma_S \sigma_{\tilde{S}}}{\sigma_S^2 + \sigma_{\tilde{S}}^2}. \tag{4.32}$$

Первый сомножитель $\frac{\sigma_{S\tilde{S}}}{\sigma_S \sigma_{\tilde{S}}}$ – это оценка коррелированности исходного сигнала и полученного в результате обработки, которая изменяется в диапазоне [-1;1]. Второй $\frac{2S\tilde{S}}{\bar{S}^2 + \bar{\tilde{S}}^2}$ – оценка изменения среднего значения

полученного сигнала относительно исходного. Третья составляющая $\frac{2\sigma_S\sigma_{\tilde{S}}}{\sigma_S^2+\sigma_{\tilde{S}}^2}$ – представляет оценку изменения динамического диапазона сигналов S и $\tilde{S}$.

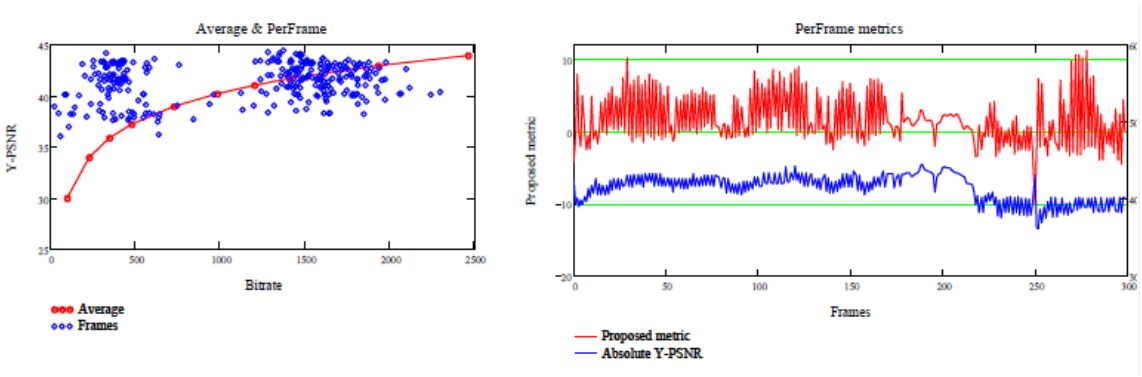
Учитывая приведенные выше толкования, в работе предлагается использование универсального индекса качества для оценки эффективности результатов обработки одномерных сигналов в процессе их вейвлет преобразования [39]. Такая оценка особенно пригодна при обработке маломощных сигналов и сигналов с высоким уровнем шумов.

Таким образом, предлагается использовать универсальный индекс качества (4.31), (4.32) в зависимости от особенностей обрабатываемого сигнала.

В настоящее время разработаны методы оценки эффективности видеокодеков, основанные на анализе закодированных последовательностей [116]. С этой целью строится RD-кривая (Rate-Distortion). В этом случае выбранная последовательность сжимается с различными заданными значениями битрейта, и замеряется качество полученных после кодирования последовательностей (с использованием одной из выбранных метрик качества сжатого видео). Недостатком данного метода является отсутствие учета качества кодирования отдельных кадров из-за усреднения по всей последовательности, что не позволяет проследить работу кодека во времени [118]. Авторами [118] предложено использовать в качестве аппроксимации такой зависимости экспериментально полученную RD характеристику для анализируемого видео-изображения, и мерить качество сжатия отдельных кадров относительно данной характеристики (рис. 4.12). Т.е., на график Битрейт/Качество наносятся точки, соответствующие отдельным кадрам, и считается расстояние со знаком до усреднённой RD кривой (если точка находится выше кривой, то знак «плюс», если ниже, то со знаком «минус»),

$$D = S \cdot \min_{i=0,\ldots,n-1} \min_{t\in[0,1]} \left| t \cdot P_i + (1-t) P_{i+1} - P \right|, \qquad (4.33)$$

где $P_i = \{r_i, q_i\}$ – экспериментально полученные точки усреднённой кривой, $P = \{r, q\}$ – точка, соответствующая данному кадру, $S = \pm 1$ в зависимости от того, лучше этот кадр среднего значения или хуже.



а) б)

Рисунок 4.12. – Усреднённая RD-кривая и RD-характеристики отдельных кадров а); метрика в сравнении с PSNR (4.34) б) [118].

Полученные значения можно считать мерой относительного качества кадров, которые учитывают, как размер, так и количество потерь при сжатии. Этот метод позволяет понять, какие из кадров были закодированы лучше, а какие хуже, учитывая, как размер, так и качество.

Рассмотренные в диссертационной работе методы обработки изображений с учетом механизма контроля потерь качества для спутниковых систем дистанционного зондирования Земли подтверждены свидетельством о регистрации программ [4, список свидетельств о регистрации программ].

Выводы по разделу 4

1. Получены следующие результаты: ДАС лучше алгоритма JPEG с точки зрения U-критерия. С точки зрения критериев RMS и PSNR между ДАС и JPEG нет значительных отличий. Коэффициент сжатия алгоритма ДАС выше коэффициента сжатия алгоритма JPEG. Другими словами, с помощью ДАС можно получить большую экономию памяти, чем при помощи JPEG, при не худшем качестве результатов. Этот результат является следствием таких фундаментальных свойств атомарных функций, как хорошие аппроксимационные свойства, высокий порядок гладкости и существование

базиса с локальным носителем в пространствах атомарных функций. Так как обобщённые up-функции имеют такие же удобные свойства, вполне естественно, что аналогичные результаты сжатия можно получить при помощи обобщённого дискретного атомарного преобразования, которое основано на их применении. Таким образом применение обобщенных вейвлетов, построенных на атомарных функциях имеет явные преимущества перед алгоритмом JPEG и является перспективным направлением при обработке цифровых изображений.

2. Проанализирован метод выбора базовых функций на основе критерия соотношения энергии вейвлет коэффициентов и энтропии распределения энергии Шеннона. Установлено, что данный критерий не дает однозначных результатов для многих типов тестовых сигналов. Исходя из этого предложен модифицированный метод, основанный на определении отношения нормы энергии коэффициентов аппроксимации к энтропии детальных коэффициентов, что обеспечивает однозначность выбора базовых функций.

2. Проведен анализ выбора базовых функций на основе критерия оценки коэффициента взаимной корреляции между анализируемым сигналом и базовой вейвлет функцией. Установлено, что при значительном зашумлении анализируемого сигнала, данный критерий малоэффективен. Показано, что при использовании критерия оценки коэффициента взаимной корреляции между анализируемым сигналом и вейвлет коэффициентами можно достичь лучших результатов.

3. Установлено, что отношение энергии к энтропии Шеннона оценивает только энергетическое содержание вейвлет коэффициентов. С целью получения их информационного содержания и сравнения его с информационным содержанием сигнала проанализировано использование таких информационных критериев как общая энтропия, условная энтропия, взаимная информация и относительная энтропия, которая определяет расстояние между двумя распределениями. На основе проведенного анализа

предложен критерий определения максимальной величины отношения взаимной информации к относительной энтропии анализируемого сигнала, что позволило достичь более однозначного выбора оптимальной базовой вейвлет функции.

4. Для упомянутых выше критериев установлено существование неоднозначности выбора базовой вейвлет функции, для решения которой предложено использование многокритериальной оптимизации на основе нечеткой логики. На основе экспертной информации, по результатам предыдущих исследований, разработана модель многокритериальной оптимизации выбора базовой вейвлет функции.

5. Предложено и обосновано использование понятия универсального индекса качества сигнала, как нового критерия выбора базовых вейвлет функций, что позволило лучше обрабатывать маломощные сигналы и сигналы с высоким уровнем шумов. Разработано программное обеспечение формирования файла метаданных на основе рассмотренного метода обработки изображений с учетом механизма контроля потерь качества для спутниковых систем дистанционного зондирования Земли.

6. Предложен метод выбора базовых вейвлет функций на основе определения максимальной эффективности результатов обработки сигналов по критериям среднеквадратичной погрешности MSE и универсального индекса качества сигнала.

7. Исследование эффективности использования материнских базовых функций, определенных по каждому из критериев при выделении сигналов из шума, методом пороговой фильтрации, показало, что на основе оценки статистических показателей *SNR*, *MSE* и коэффициента корреляции наилучших результатов можно достичь в случае использования оптимизационного критерия оценки отношения взаимной информации к относительной энтропии.

8. Разработана и исследована модель многокритериальной оптимизации выбора базовой вейвлет функции в среде Matlab Fuzzy Logic Toolbox. Получены базовые вейвлет функции, определенные как оптимальные для обработки выбранных тестовых сигналов. Отмечено, что такой метод позволяет однозначно определять необходимую базовую вейвлет функцию при существовании неоднозначности определения по разным критериям.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе, на основе выполненных автором исследований, введены новые и развиты известные теоретические и практические основы оптимизационных методов выбора базовых вейвлет функций. Благодаря этому решена научная задача, заключающаяся в определении эффективности существующих и поиске новых методов и алгоритмов эффективного выбора базовых вейвлет функций для различных типов сигналов, что позволило обеспечить высокую точность представления таких сигналов во временно-частотной области, сосредоточить энергию сигнала в небольшом количестве значимых коэффициентов и повысить быстродействие преобразования.

1. Проведена классификация сигналов и способов их обработки. Определено, что вейвлет преобразование наиболее эффективно использовать для обработки непериодических, широкополосных, случайных сигналов, благодаря свойству базовых функций вейвлет преобразования изменять разрешение по времени и по частоте, а также для анализа и синтеза непериодических широкополосных сигналов, из-за возможности осуществлять декореляцию сигналов одновременно во временной и частотной областях.

2. Проведена классификация существующих базовых маловолновых функций. Выбраны семейства маловолновых функций Добеши, симмлет и койфлет, как таких, которые целесообразно использовать в дальнейших исследованиях.

3. Впервые разработан метод многокритериальной оптимизации выбора базовых маловолновых функций для обработки одномерных непериодических сигналов, на основе аппарата нечеткой логики, что позволило решить проблему неоднозначности выбора оптимальной маловолновой функции и повысить эффективность представления сигналов в маловолновой области, их анализ и обработку.

4. Впервые предложено и обосновано использование универсального индекса качества сигнала как нового критерия выбора базовых маловолновых функций, который позволяет осуществлять выбор базовых маловолновых функций на основе совокупности оценок коррелированности, изменения среднего значения и динамического диапазона обрабатываемого сигнала, что позволило повысить качественные характеристики маловолнового преобразования в процессе очистки сигналов от шума.

5. Усовершенствован метод выбора базовых маловолновых функций с использованием генетического алгоритма на основе достижения максимальной эффективности результатов обработки сигналов, что дало возможность повысить эффективность очищения сигналов от шума за счет уменьшения уровня шума в сигнале в пределах 4-10 % в сравнении с методом оптимизации на основе оценки среднеквадратичной погрешности.

6. Получили дальнейшее развитие методы оценки эффективности выбора обобщенных вейвлет функций по критерию соотношения энергии вейвлет коэффициентов и энтропии распределения энергии Шеннона, который отличается от известных использованием соотношения нормы энергии коэффициентов аппроксимации к энтропии детальных коэффициентов; по критерию оценки коэффициента взаимной корреляции, который в отличие от существующего использует взаимную корреляцию между анализируемым сигналом и вейвлет коэффициентами; по информационному критерию, который отличается от известных использованием соотношения взаимной информации к относительной энтропии анализируемого сигнала, что позволило сосредоточить энергию сигнала в небольшом количестве значимых коэффициентов, обеспечить необходимую точность аппроксимации и наиболее полное представление сигналов во временно-частотной области. Установлено, что использование метода выбора обобщенной вейвлет функции на основе информационного критерия позволяет повысить точность реконструкции сигнала на 15-20% по

сравнению с использованием методов на основе энергетического и корреляционного критериев.

7. Разработано программное обеспечение для выбора обобщенных вейвлет функций, позволяющее повысить эффективность выбора материнских функций, при использовании его в аппаратно-программных средствах обработки сигналов в компьютерных системах.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

Сг - коэффициент корреляции двух дискретных последовательностей (англ. Correlation coefficient);

EER - отношение энергии вейвлет коэффициентов к энтропии распределения энергии Шеннона (англ. Energy to Shannon Entropy ratio);

IER - отношение взаимной информации к относительной энтропии сигнала (англ. Mutual information to relative entropy ratio);

MSE - среднеквадратичная погрешность (англ. Mean Squeare Error);

SNR - отношение сигнал/шум (англ. Signal-to-noise ratio);

UQI - универсальный индекс качества (англ. Universal Quality Index);

ГУАП – государственный университет аэрокосмического приборостроения;

ДАП – дискретное атомарное преобразование;

ДАС – дискретное атомарное сжатие;

ДВП - дискретное вейвлет преобразование;

ДЧВР - дискретные во времени вейвлет ряды;

ДПФ - дискретное преобразование Фурье;

НМ - нечеткое множество;

ОДМП - обратное дискретное вейвлет преобразование;

ПРВ – персональный радиовызов

ФВЧ - фильтр высоких частот;

ФНЧ - фильтр низких частот.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1.

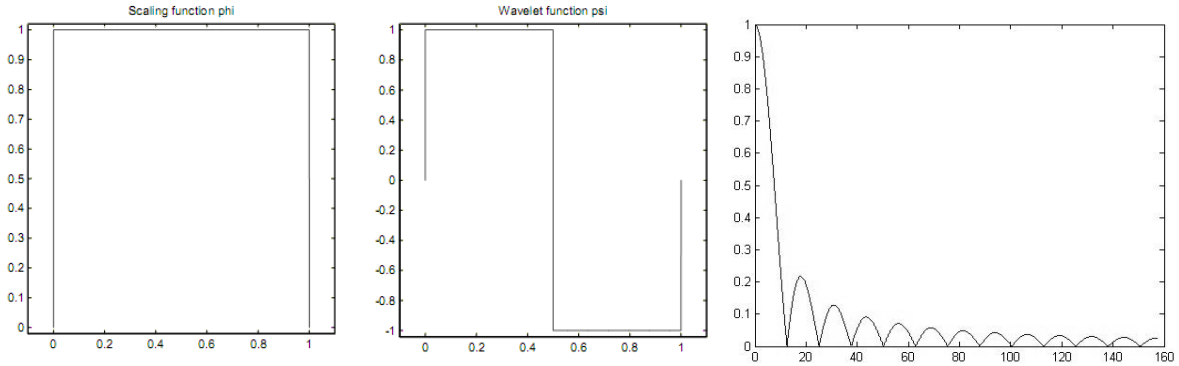
При проведении исследований необходимо выбрать семейства вейвлет функций, основными свойствами которых являются ортогональность, наличие масштабирующей функции, возможность реконструкции и возможность дискретного преобразования, для анализа и обработки дискретных непериодических сигналов и цифровых изображений.

П.1.1. Вейвлет Хаара

Вейвлет Хаара является простейшей из известных маловолновых функций. Аналитически она записывается так:

$$\psi(t)=\begin{cases}1, & 0\le t<0.5\\ -1, & 0.5\le t<1\\ 0, & 0>t\ge 1\end{cases} \qquad (П.1)$$

а ее вид приведен на рис. П.1.



а) б) в)

Рисунок П.1 – Масштабирующая функция а), вейвлет б) и спектр Хаара в)

Вейвлет Хаара имеет свойство локальности, поскольку ее область определения ограничена и составляет $2M-1=1$. Все высшие моменты маловолновой функции Хаара отличны от нуля и только нулевой момент, а именно интеграл от самой функции, приобретает нулевое значение.

Масштабирующая функция для маловолновой функции Хаара имеет вид

$$\varphi(t)=\begin{cases}1, & 0\le t\le 1;\\ 0, & 0>t>1.\end{cases} \qquad (П.2)$$

Преобразование Фурье (1.7) для базовой функции Хаара имеет следующий вид [52, 67], рис. П1 в):

$$\psi(\omega) = j\left(\frac{4}{\omega}\sin\frac{\omega}{4}\right) \qquad (П.3)$$

Во временной области функция Хаара является вейвлетом с компактным носителем на промежутке [0,1]. Основными недостатками маловолновой функции являются несимметричность ее формы, наличие резких перепадов на границах во временной области и разрывов функции. Вследствие чего, вейвлет Хаара плохо локализован в частотной области и неэффективен при разложении сигналов, представленных с помощью гладких функций. Преимуществами вейвлетов Хаара является простота применения, скорость преобразования и эффективность использования памяти.

П.1.2. Базовые вейвлеты Добеши

Для повышения эффективности вейвлет преобразования необходимо осуществлять поиск масштабирующих и маловолновых функций $\varphi(t)$ и $\psi(t)$ с соответствующим компактным носителем и M нулевыми моментами. Именно вейвлеты Добеши могут обеспечить выполнение таких требований.

В случае необходимости обеспечения M нулевых моментов вейвлета $\psi(t)$ фильтрующая функция $H_0(\omega)$ должна иметь следующий вид [60]

$$H_0(\omega) = S(\omega)\left(\frac{1+\exp[-j\omega]}{2}\right)^M \qquad (П.4)$$

где $S(\omega)$ – тригонометрический многочлен, $k = 0,...,M-1$. Коэффициенты фильтра $\{h_n\}$ масштабирующей функции $\varphi(t)$ должны удовлетворять следующим условиям [60]:

$$\sum_n h_n = \sqrt{2};\ \sum_n (-1)^n n^k h_n = 0\,. \qquad (П.5)$$

Поскольку масштабирующая функция связана с фильтрующей функцией $H_0(\omega)$ следующим выражением:

$$\hat{\varphi}(\omega) = H_0(\omega) H_0\left(\frac{\omega}{2}\right) H_0\left(\frac{\omega}{4}\right) H_0\left(\frac{\omega}{8}\right)... \qquad (П.6)$$

то для фильтрующей функции должно выполняться условие

$$\left|H_0(\omega)\right|^2 + \left|H_0(\omega+\pi)\right|^2 = 1. \qquad (П.7)$$

Изначально определяется фильтрующая функция $H_0(\omega)$ согласно выражению (П.4), что соответствует условию (П.7). С этой целью определяется функция $M_0(\omega)$:

$$\left|H_0(\omega)\right|^2 = \left|S(\omega)\right|\left(\frac{1+\cos\omega - j\sin\omega}{4}\right)^M, \qquad (П.8)$$

$$M_0(\omega) = T(\omega)\left(\cos^2\frac{\omega}{2}\right)^L, \qquad (П.9)$$

где $M_0(\omega) = \left|H_0(\omega)\right|^2, T(\omega) = \left|S(\omega)\right|^2$.

Фильтрующая функция $H_0(\omega)$ согласно выражению (П.4) соответствует условию (П.7), если функция $T(\omega)$ является тригонометрическим полиномом вида $P\left(\sin^2\left(\frac{\omega}{2}\right)\right)$. Для нахождения фильтрующей функции нужно найти квадратный корень из $M_0(\omega)$.

Так, для формирования вейвлета Добеши db2, количество нулевых моментов *M* будет равно 2, тригонометрический полином $S(\omega)$ будет иметь первую степень, а фильтрующая функция будет иметь следующий вид:

$$H_0(\omega) = S(\omega)\left(\frac{1+\exp[-j\omega]}{2}\right)^2. \qquad (П.10)$$

Путем замены тригонометрических функций на комплексную переменную $z = \exp[-j\omega]$ вычисляется $M_0(\omega)$:

$$M_0(\omega)=\left(1-\sin^2\frac{\omega}{2}\right)P\left(\sin^2\frac{\omega}{2}\right)=\left(\frac{1+\left(z^2+1\right)/2z}{2}\right)\left(1+2\frac{1-\left(z^2+1\right)/2z}{2}\right)=$$

$$=-\frac{1}{8z^3}(z+1)^4\left(z-\left(2+\sqrt{3}\right)\right)\left(z-\left(2-\sqrt{3}\right)\right). \qquad (П.11)$$

Окончательное выражение для фильтрующей функции запишется как

$$H_0(\omega)=\frac{1}{8}\left(1+\exp[-j\omega]\right)^2\left(1+\sqrt{3}+\left(1-\sqrt{3}\right)\exp[-j\omega]\right) \qquad (П.12)$$

и значения коэффициентов фильтра согласно условиям (П.5):

$$h_0=\frac{1+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}},\ h_1=\frac{3+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}},\ h_2=\frac{3-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}},\ h_3=\frac{1-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \qquad (П.13)$$

Графическое изображение масштабирующей и вейвлета Добеши db2 приведено на рис. П.2.

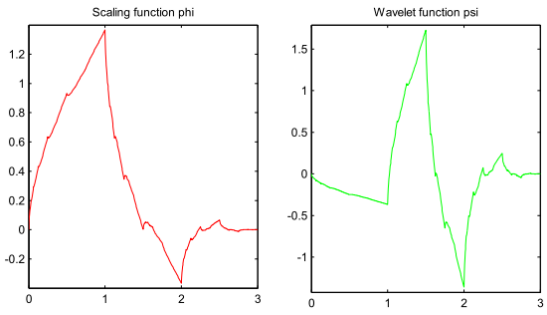


Рисунок П.2 – Масштабирующая функция и вейвлет Добеши db2

Коэффициенты для базовых вейвлетов Добеши более высоких порядков, могут быть получены аналогично.

Итак, семейство вейвлетов Добеши имеет следующие преимущества:

– минимальный размер носителя $\varphi(t)$ и $\psi(t)$ составляет $2M-1$, где M – количество нулевых моментов вейвлета $\psi(t)$; что позволяет получить максимальный эффект при сжатии сигналов;

– гладкость вейвлет функций возрастает с числом нулевых моментов, что позволяет получить большую эффективность процесса обратного вейвлет преобразования;

В процессе вейвлет преобразования применение вейвлетов Добеши позволяет эффективно сохранять энергию сигналов и перераспределять эту энергию в более компактную форму.

Недостатком вейвлетов Добеши является асимметричность (в частности, для малых значений *M*).

П.1.3. Семейство вейвлетов симмлеты

В практических применениях важным свойством, которое должны обеспечивать вейвлет функции является свойство симметрии. В таком случае коэффициенты фильтра являются симметричными относительно некоторого коэффициента, а фильтрующая функция имеет следующий вид:

$$H_0(\omega)=\frac{1}{\sqrt{2}}\sum_{n=0}^{M}h_n\exp[-jn\omega]=\sqrt{2}\sum_{n=0}^{M}h_n\cos\left(\frac{M}{2}-n\right)\omega\exp\left[-jM\frac{\omega}{2}\right]. \quad (\text{П.14})$$

Если коэффициенты фильтра являются асимметричными, то фильтрующая функция будет такой:

$$H_0(\omega)=\frac{1}{\sqrt{2}}\sum_{n=0}^{M}h_n\exp[-jn\omega]=j\sqrt{2}\sum_{n=0}^{M}h_n\cos\left(\frac{M}{2}-n\right)\omega\exp\left[-jM\frac{\omega}{2}\right]. \quad (\text{П.15})$$

Общим для рассмотренных случаев является наличие линейной фазы $\varphi(\omega)=a\omega+b$ для фильтрующей функции $H_0(\omega)$. Как было отмечено ранее вейвлет функции, которые являются одновременно симметричными и имеют компактный носитель – это вейвлеты Хаара. Для симметричных вейвлет функций фаза частотной фильтрующей функции равна нулю. Для обеспечения почти симметричных свойств нужно обеспечить минимальную фазу, что накладывает определенные условия на выбор тригонометрического полинома $S(\omega)$. Таким образом происходит переход к семейству вейвлетов – симмлетов, основой формирования которых является получение вейвлет функции, которая имеет минимальную асимметрию.

Для дальнейших исследований важно то, что фильтрующая функция $H_0(\omega)$ является произведением множителей вида $(z-z_i)(z-\overline{z}_i)$ или $(z-r_i)$,

где z, z_i являются комплексными переменными, r_i – действительными, а потому на результирующую фазу влияет каждый из рассмотренных множителей.

Записав комплексные переменные z, z_i в виде $z = \exp[-j\omega]$, $z_i = R_i \exp[ja_i]$, получим значение произведения:

$$(z - z_i)(z - \overline{z}_i) = (\exp[-j\omega] - R_i \exp[ja_i])(\exp[-j\omega] - R_i \exp[-ja_i]) =$$
$$= \exp[j\omega](\exp[j\omega] - 2R_i \cos a_i + R_i^2 \exp[-j\omega]).$$

Тогда фаза фильтрующей функции $H_0(\omega)$ будет иметь следующий вид:

$$\varphi_i(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{(1 - R_i^2)\sin\omega}{(1 + R_i^2)\cos\omega - 2R_i \cos a_i} . \qquad (П.16)$$

В свою очередь для множителя $z - r_i = \left(\exp\left[j\frac{\omega}{2}\right] - r_i \exp\left[j\frac{\omega}{2}\right]\right)\exp[j\omega]$ фаза равна

$$\varphi_i(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{1 + r_i}{1 - r_i} \operatorname{tg}\frac{\omega}{2}\right). \qquad (П.17)$$

Чтобы построить масштабирующую и вейвлет функции семейства симмлетов нужно перебрать все пары комплексно сопряженных корней и построить частотную фильтрующую функцию $H_0(\omega)$ с минимальной фазой.

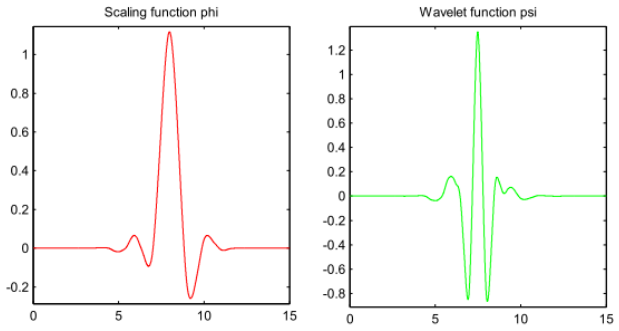


Рисунок П.3 – Графики масштабирующей и вейвлет функций sym8

Пример масштабирующей и маловолновой функций семейства симмлетов sym8 приведен на рис. П.3.

В общем, симмлеты – это ортогональные и почти симметричные вейвлет функции, которые были предложены И. Добеши, как модификации вейвлет семейства функций Добеши. Свойства двух вейвлет семейств похожи, причем свойство симметрии обеспечивает минимальные фазовые искажения. Вейвлет функции симмлеты совпадают с вейвлет функциями Добеши до 4 порядка.

П.1.4. Вейвлеты Койфмана (койфлеты)

Известно, что нулевые моменты вейвлет функции $\psi(t)$ для сигнала гладкой формы уменьшают величину вейвлет коэффициентов $d_{jk}=\left(s,\psi_{jk}\right)$с увеличением значения j [60]. Однако это не касается коэффициентов $a_{jk}=\left(s,\varphi_{jk}\right)$. Пусть носитель масштабирующей функции $\varphi(t)$ находится в окрестности точки t_0. Тогда носитель сдвинутой масштабирующей функции $\varphi_{jk}(t)=\sqrt{2^j}\left(2^j t-k\right)$, будет находиться в окрестности точки $t_{jk}=\frac{k}{2^j}$. Тогда для больших значений *J* и гладкого сигнала $s(t)$ можно записать

$$a_{Jk}=\left(s,\varphi_{Jk}\right)=\frac{1}{\sqrt{2^J}}s\left(\frac{k}{2^J}\right). \qquad (П.18)$$

Последнее выражение позволяет получить вейвлет коэффициенты в уменьшенном масштабе. Тогда можно получить нулевые моменты функций φ и ψ.

$$\int_{-\infty}^{\infty}\varphi(t)dt=1;\ \int_{-\infty}^{\infty}t^k\varphi(t)dt=0,\ k=\overline{1,...,M-1};\ \int_{-\infty}^{\infty}t^k\psi(t)dt=0,\ k=\overline{1,...,M-1} \qquad (П.19)$$

Функции $\varphi(t)$ и $\psi(t)$ с компактными носителями, которые удовлетворяют условия (П.19) называются койфлетами. В частотной области условия (П.19) будут иметь следующий вид:

$$\hat{\varphi}(0)=1;\ \hat{\varphi}^{(k)}(0)=0,\ k=\overline{1,...,\hat{I}-1};\ \hat{\psi}^{(k)}(0)=0,\ k=\overline{1,...,\hat{I}-1} \qquad (П.20)$$

Число *M* называется порядком койфлета.

Частотная фильтрующая функция $H_0(\omega)$ для койфлетов является такой же, как и для вейвлетов Добеши (П.10). Как было указано ранее, для фильтрующей функции $H_0(\omega)$ также должно выполняться условие (П.13).

Пусть, для построения вейвлет функций койфлетов порядок будет четным, а именно $M = 2N$. Тогда, учитывая, что

$$\left(\frac{1+\exp[-j\omega]}{2}\right)^{2N} = \cos^{2N}\left(\frac{\omega}{2}\right)\exp[-j\omega N],$$
$$\left(1-\exp[-j\omega]\right)^{2N} = \left(2j\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)\right)^{2N}\exp[-j\omega N]; \qquad (П.21)$$

получим

$$\cos^{2N}\left(\frac{\omega}{2}\right)P_1(\omega) = 1+\sin^{2N}\left(\frac{\omega}{2}\right)P_2(\omega), \qquad (П.22)$$

где $P_1(\omega), P_2(\omega)$ – тригонометрические полиномы.

Для выполнения условия (П.21) нужно найти полином

$$P_1(\omega) = \sum_{i=0}^{N-1} C_{N-1+i}^{i}\sin^{2i}\left(\frac{\omega}{2}\right) + \sin^{2N}\left(\frac{\omega}{2}\right)U(\omega), \qquad (П.23)$$

где $U(\omega)$ – тригонометрический полином, коэффициенты которого подбирают, пока не выполнится условие (П.21). Найденные таким образом коэффициенты определяют масштабирующую функцию и вейвлет койфлетов $\mathrm{coif}\,2$. На рис. П.4 изображены койфлеты 2-го порядка.

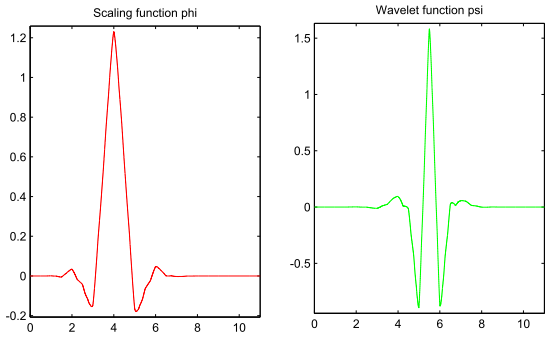


Рисунок П.4. – Масштабирующая функция и вейвлет $\mathrm{coif}\,2$

Вейвлет Койфлет являются семейством с особенностями: количество нулевых моментов вейвлета койфлет составляет $2M$, а масштабирующих функций $2M-1$; минимальный размер носителя $\varphi(t)$ и $\psi(t)$ составляет $3M-1$;

Таблица П.1. Основные семейства вейвлет функций и их свойства

Свойства	**Семейства базовых вейвлет функций**									
	Гаусса	МНАТ	Морле	Мейера	Мейера	Хаара	Добеши	Симмлеты	Койфлеты	Биортогональные
Бесконечная регулярность	+	+	+	+						
Произвольная регулярность							+	+	+	+
Ортогональность (биортогональность) с компактным носителем						+	+	+	+	+
Симметричность	+	+	+	+	+	+				+
Асимметричность									+	
Почти симметричность								+		
Произвольное число нулевых моментов							+	+	+	+
Существование функции φ				+		+	+	+	+	+
Нулевые моменты для φ									+	
Ортогональный (биортогональный) анализ				+		+	+	+	+	+
Точная реконструкция	+	+		+		+	+	+	+	+
КИХ фильтры					+	+	+	+	+	+
Непрерывное преобразование	+	+	+	+		+	+	+	+	+
Дискретное преобразование				+	+	+	+	+	+	+
Быстрый алгоритм			+		+	+	+	+	+	+
Явное выражение	+	+	+			+				
Аппроксимация с КИХ фильтрами					+					

ПРИЛОЖЕНИЕ 2.

Результаты расчетов значений по критерию *EER* для каждой вейвлет функции и всех тестовых сигналов представлены в виде диаграмм на рис. П2.1 – П2.8. На каждом из рисунков лучшие выбранные базовые вейвлет функции выделены черным цветом.

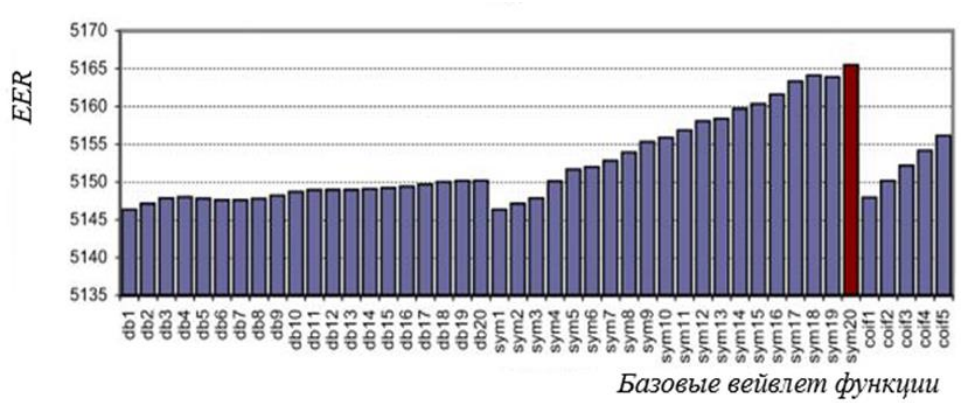


Рисунок П2.1. – Зависимость значений по критерию *EER* для базовых вейвлет функций и тестового сигнала "blocks.mat"

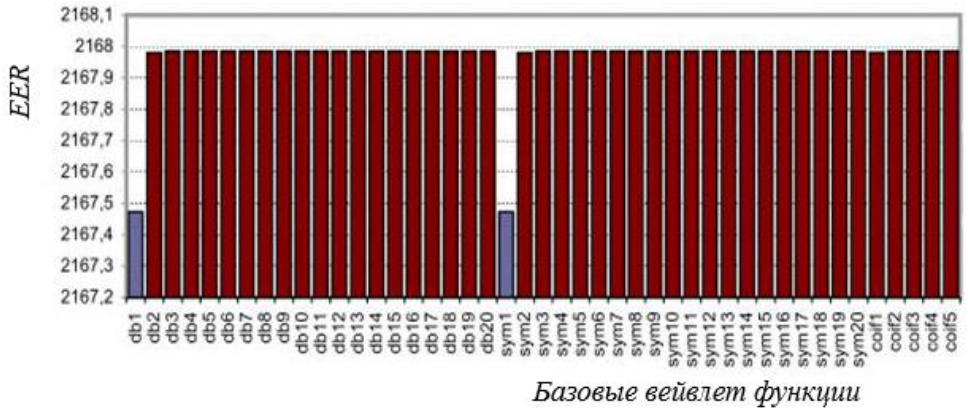


Рисунок П2.2. – Зависимость значений по критерию *EER* для базовых вейвлет функций и тестового сигнала "bumps.mat"

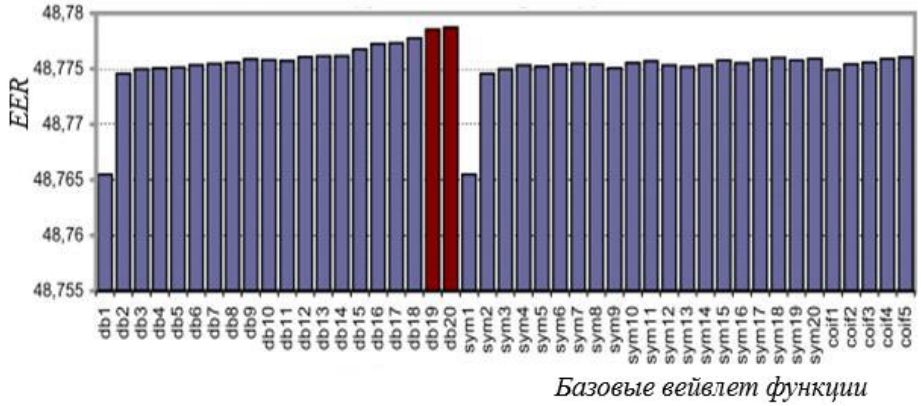


Рисунок П2.3. –Зависимость значений по критерию *EER* для базовых вейвлет функций и тестового сигнала "doppler.mat"

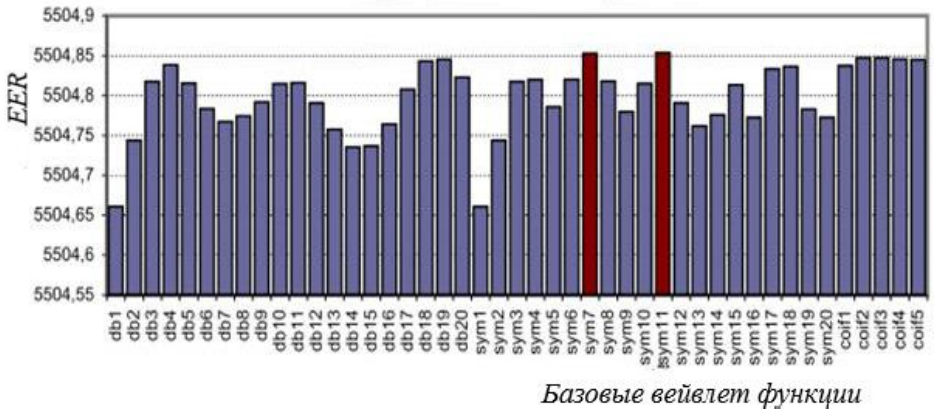


Рисунок П2.4. –Зависимость значений по критерию *EER* для базовых вейвлет функций и тестового сигнала "heavy sine.mat"

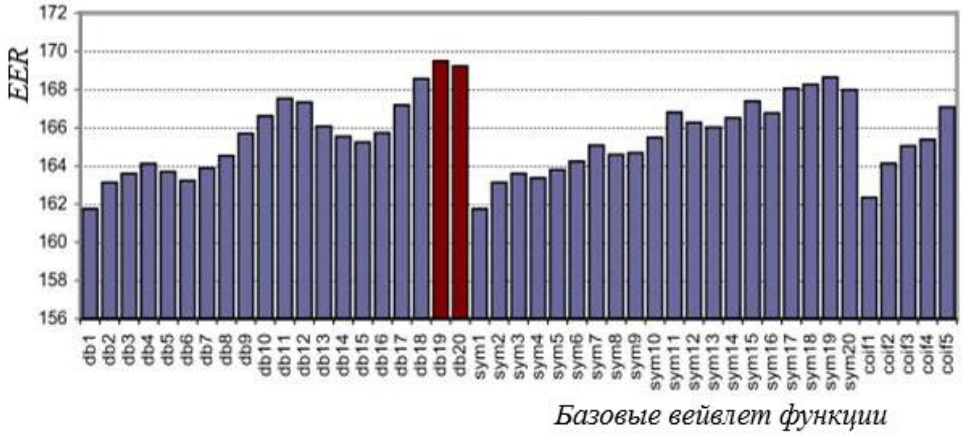


Рисунок П2.5. –Зависимость значений по критерию EER для базовых вейвлет функций и тестового сигнала "sumlichr.mat"

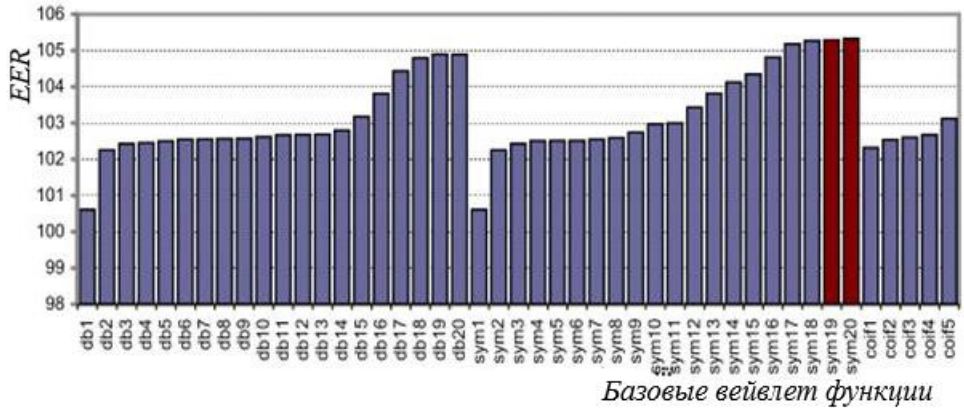


Рисунок П2.6. – Зависимость значений по критерию EER для базовых маловолновых функций и тестового сигнала "trsin.mat"

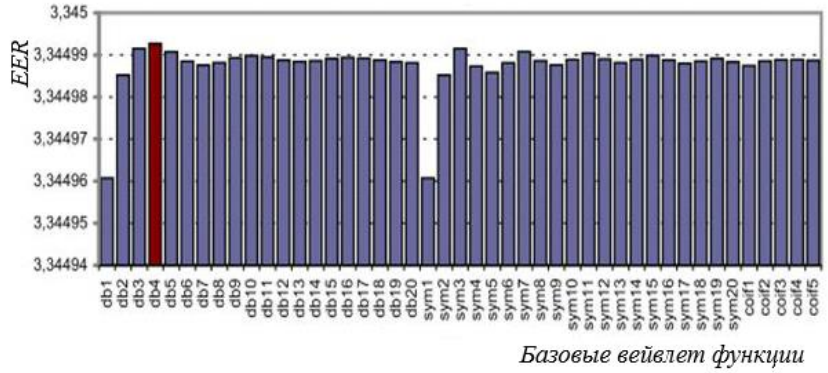


Рисунок П2.7. – Зависимость значений по критерию EER для базовых маловолновых функций и тестового сигнала "vonkoch.mat"

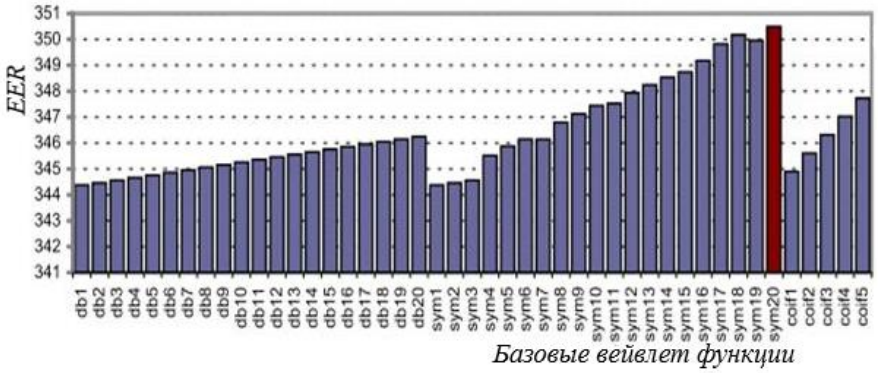


Рисунок П2.8. – Зависимость значений по критерию EER для базовых вейвлет функций и тестового сигнала "wcantor.mat"

Результаты расчета значений по критерию оценки коэффициента корреляции для каждой вейвлет функции представлены в виде диаграмм для всех тестовых сигналов на рис. П2.9 – П2.16.

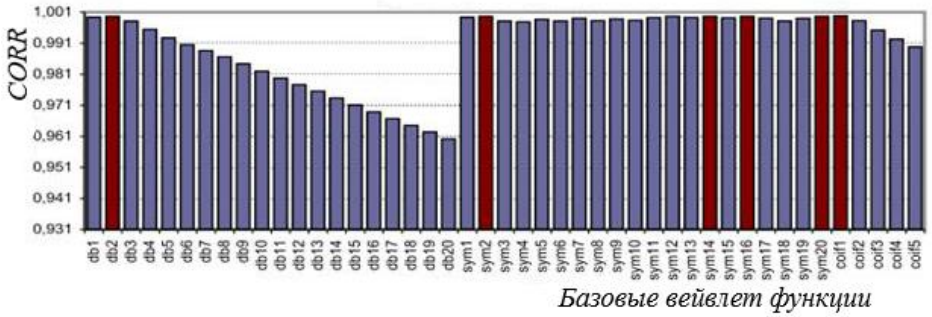


Рисунок П2.9. – Зависимость значений по критерию оценки коэффициента корреляции от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "blocks"

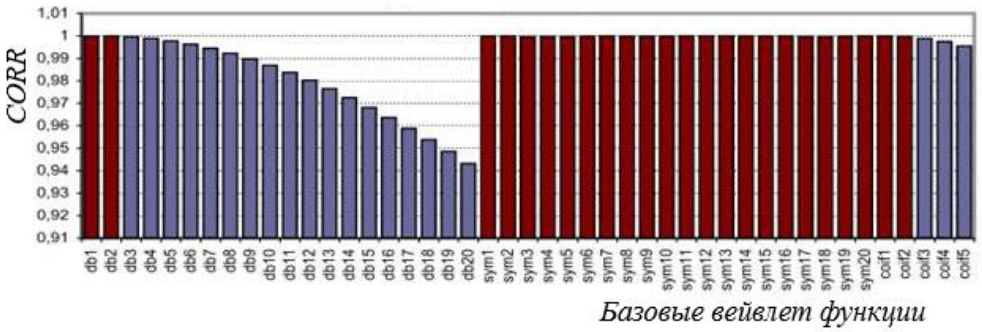


Рисунок П2.10. – Зависимость значений по критерию оценки коэффициента корреляции от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "bumps"

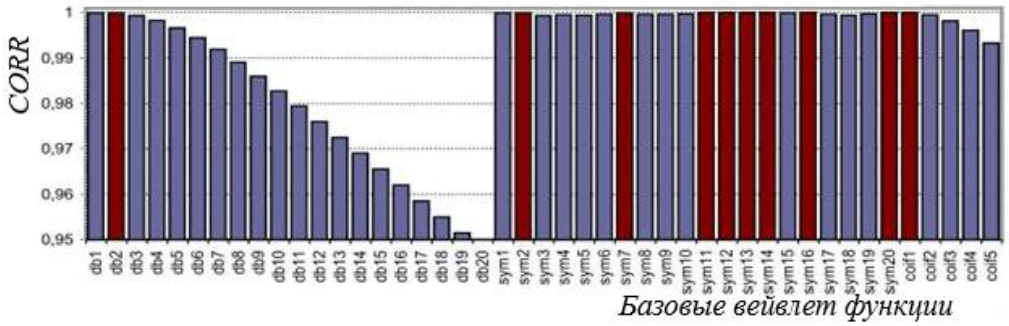


Рисунок П2.11. – Зависимость значений по критерию оценки коэффициента корреляции от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "doppler"

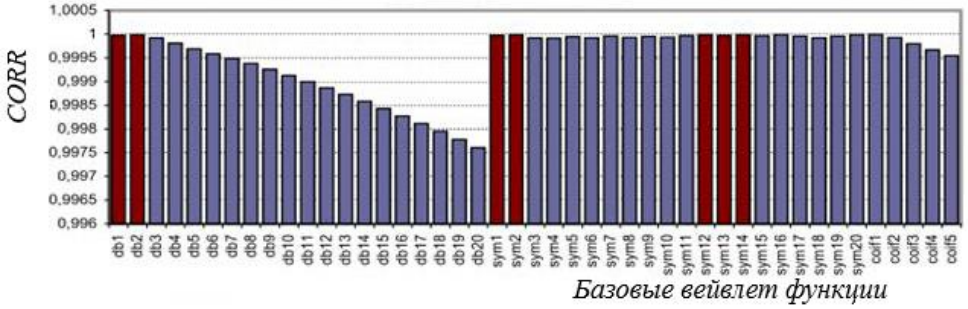


Рисунок П2.12. –Зависимость значений по критерию оценки коэффициента корреляции от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "heavy sine"

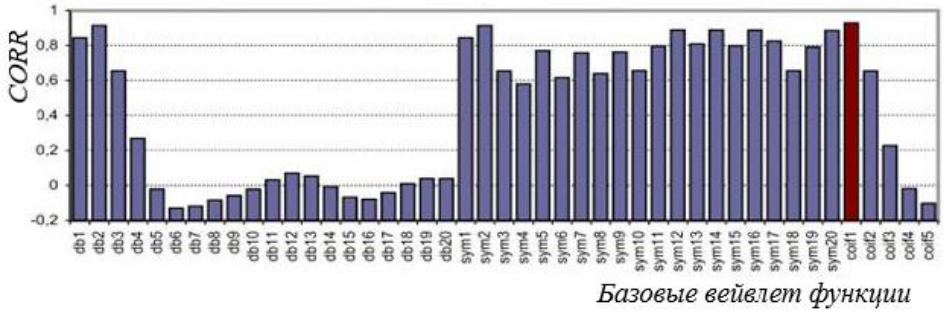


Рисунок П2.13. –Зависимость значений по критерию оценки коэффициента корреляции от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "sumlichr"

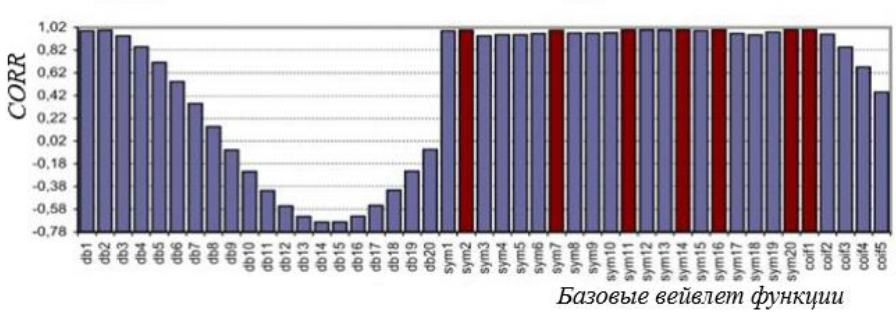


Рисунок П2.14. – Зависимость значений по критерию оценки коэффициента корреляции от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "trsin"

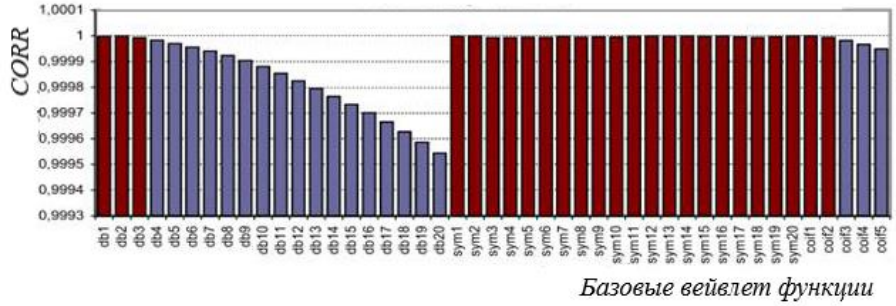


Рисунок П2.15. – Зависимость значений по критерию оценки коэффициента корреляции от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "vonkoch"

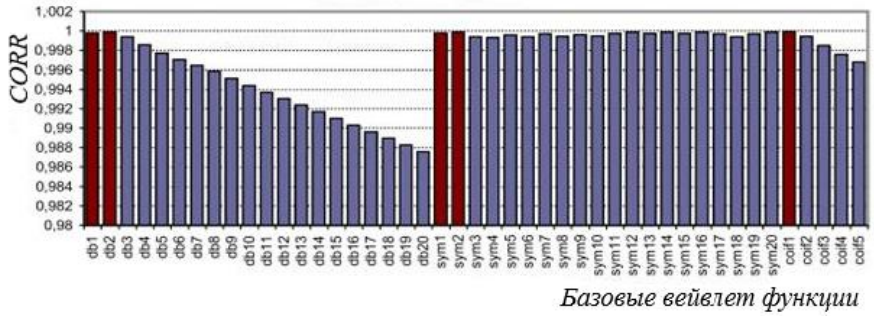


Рисунок П2.16. – Зависимость значений по критерию оценки коэффициента корреляции от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "wcantor"

Результаты расчета значений критерия оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии для каждой вейвлет функции представлены в виде диаграмм для всех тестовых сигналов на рис. П2.17 – П2.24.

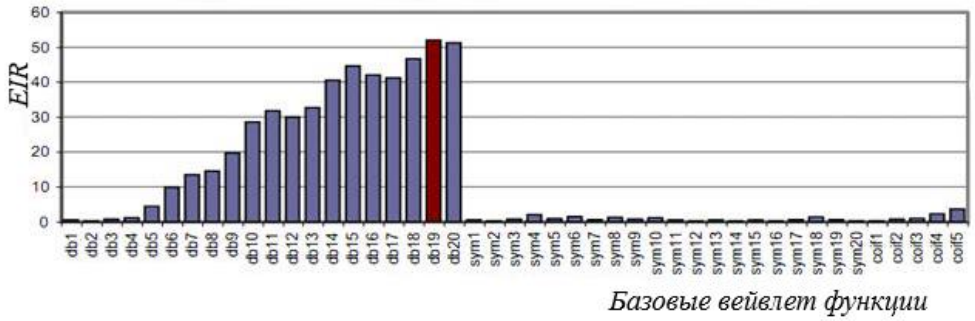


Рисунок П2.17. – Зависимость значений по критерию оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "blocks"

Рисунок П2.18. – Зависимость значений по критерию оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "bumps"

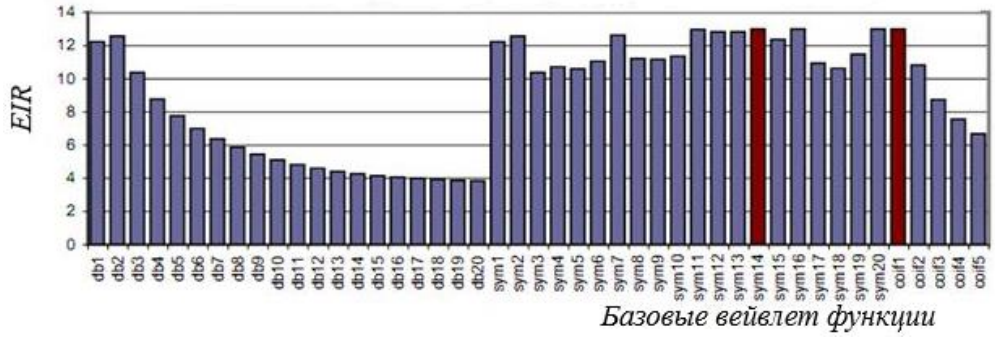


Рисунок П2.19. – Зависимость значений по критерию оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "doppler"

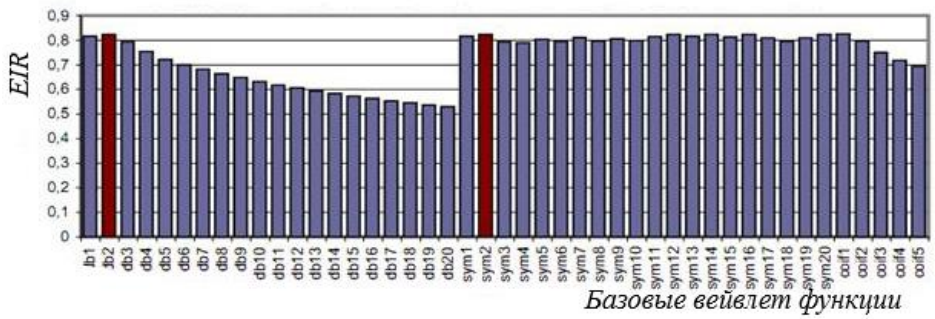


Рисунок П2.20. – Зависимость значений по критерию оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "heavy sine"

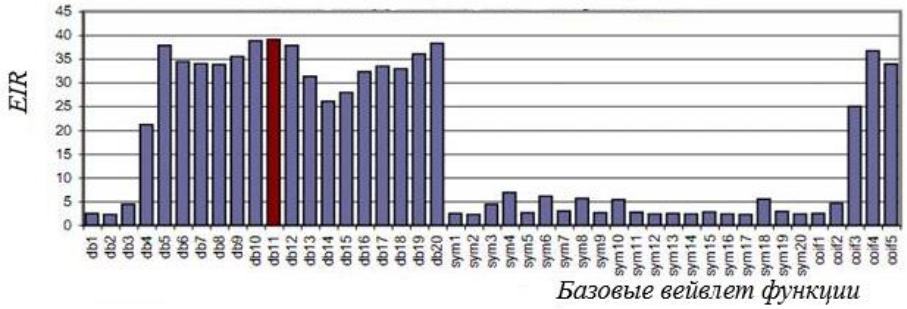


Рисунок П2.21. – Зависимость значений по критерию оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "sumlichr"

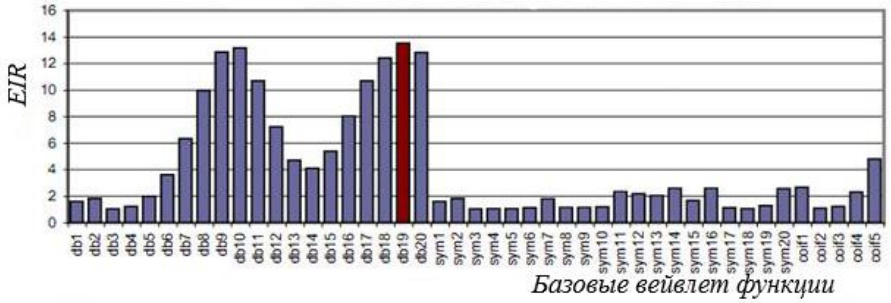


Рисунок П2.22. – Зависимость значений по критерию оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "trsin"

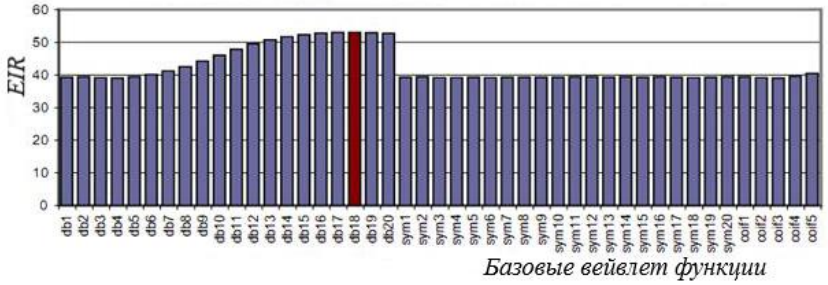


Рисунок П2.23. – Зависимость значений по критерию оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "vonkoch"

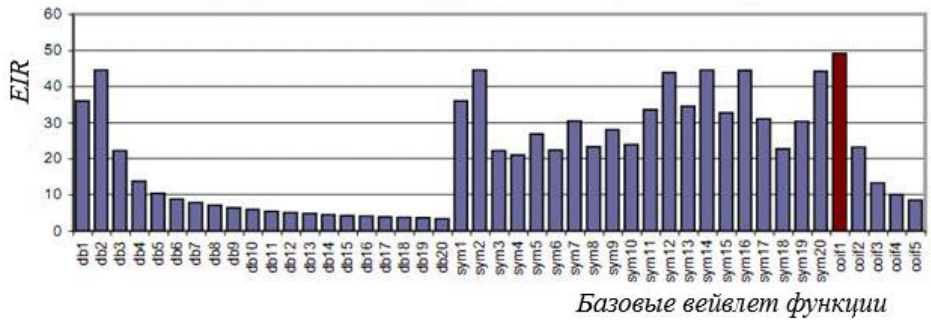


Рисунок П2.24. – Зависимость значений по критерию оценки соотношения взаимной информации и относительной энтропии от базовых вейвлет функций для тестового сигнала "wcantor"

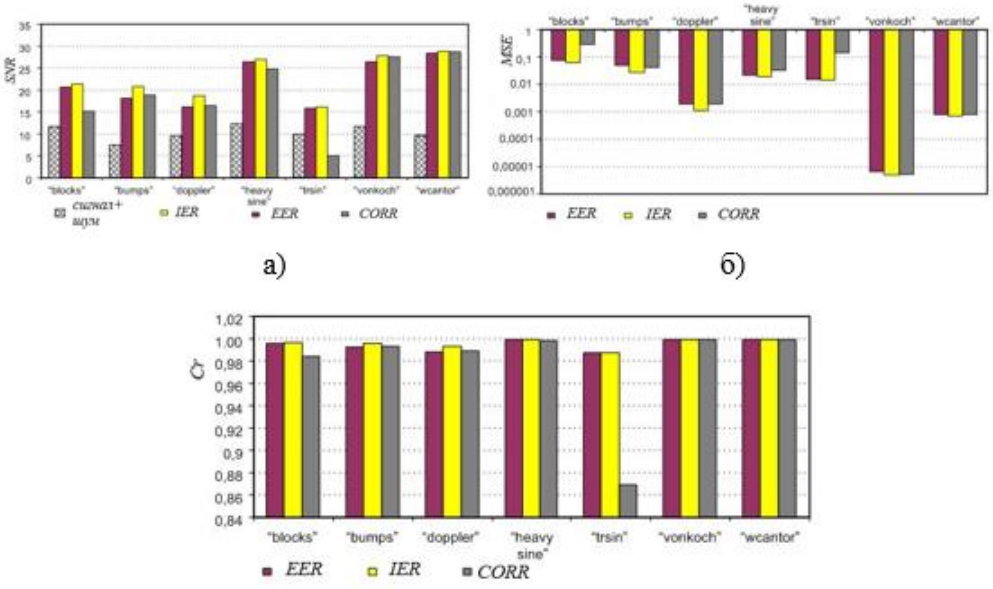


Рисунок П2.25. – Сравнение значений: (а) *SNR*, (б) *MSE* и (в) коэффициента корреляции *Cr*, полученных в результате выделения сигналов из шума для вейвлет функций, определенных по каждому критерию.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3.

ГОСУДАРСТВЕННАЯ КОРПОРАЦИЯ ПО КОСМИЧЕСКОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ "РОСКОСМОС"

АРСЕНАЛ

АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
"КОНСТРУКТОРСКОЕ БЮРО "АРСЕНАЛ" ИМЕНИ М.В. ФРУНЗЕ"
(АО "КБ "АРСЕНАЛ")

УТВЕРЖДАЮ
Первый заместитель
генерального директора
АО "Конструкторское бюро "Арсенал"
имени М.В. Фрунзе"

А.И. Шевкунов

"14" августа 2024 г.

Акт

об использовании результатов диссертации

Крячко Михаила Александровича

«МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИЙ КРАВЧЕНКО-РВАЧЕВА И ОБОБЩЕННЫХ АТОМАРНЫХ ВЕЙВЛЕТОВ»,

представленной на

соискание ученой степени кандидата технических наук

по специальности 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Комиссия в составе: председателя – советника генерального директора по стратегическому планированию доктора технических наук профессора Ковалева А.П. и членов комиссии – начальника отделения Точилова В.А. и главного специалиста кандидата военных наук доцента Сотника С.А. составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Крячко Михаила Александровича:

– способы и алгоритмы обработки новых спектрально-эффективных сигналов, имеющих сложные законы изменения амплитуды колебания.

– способ и алгоритм обработки цифровых изображений, основанный на обобщенных атомарных вейвлетах.

– научно-технические решения по оценке эффективности выбора вейвлет функций по критерию соотношения энергии вейвлет коэффициентов и энтропии распределения энергии Шеннона, и информационному критерию, обеспечивающих необходимую точность аппроксимации и наиболее полное представление сигналов во временно-частотной области.

Разработанные и усовершенствованные методы и алгоритмы эффективного выбора обобщенных вейвлет функций, которые могут быть использованы для разработки и усовершенствования аппаратно-программных средств обработки сигналов в специализированных компьютерных системах, компьютеризированных системах диагностирования и контроля параметров процессов и сред, системах для измерения параметров случайных процессов и полей, системах идентификации сигналов, системах автоматического контроля технологических процессов и др., что позволит повысить эффективность обработки сигналов, в том числе изображений и видеосигналов, учитывая повышение быстродействия передачи таких сигналов и качественного их преобразования в частотно-временной области.

Результаты диссертационных исследований использованы в ОКР "Пион-М" при обосновании требований к телеметрическим системам перспективных изделий, в целях сокращения избыточности передаваемой телеметрической информации при сохранении достоверности передаваемых данных.

Акт не является основанием для финансовых расчетов.

Председатель комиссии А.П. Ковалев

Члены комиссии: В.А. Точилов

С.А. Сотник

УТВЕРЖДАЮ

Директор ФГУП «РНИИРС»

А.А. Косогор

19.09.2024 г.

Акт

об использовании результатов диссертации

Крячко Михаила Александровича

«МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИЙ КРАВЧЕНКО-РВАЧЕВА И ОБОБЩЕННЫХ АТОМАРНЫХ ВЕЙВЛЕТОВ», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Комиссия подтверждает, что результаты диссертационной работы Крячко Михаила Александровича:

- методика численного решения задачи нахождения форм спектрально-эффективных сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией, в том числе и сигналов с межсимвольной интерференцией, при использовании атомарных функций Кравченко-Рвачева при условии вычисления минимального числа членов ряда, при котором обеспечивается требуемая точность построения огибающей сигналов;
- научно-технические решения по оценке эффективности выбора вейвлет функций по критерию соотношения энергии вейвлет коэффициентов и энтропии распределения энергии Шеннона, и информационному критерию, обеспечивающих необходимую точность аппроксимации и наиболее полное представление сигналов во временно-частотной области.

Представленные в диссертационной работе методики и научно-технические решения дают возможность повысить качественные

характеристики вейвлет-преобразований в процессе обработки сигналов и их компрессии, обеспечить требуемую точность аппроксимации и адекватное представление сигналов в время-частотной области. Использование предложенных методов при программно-аппаратной реализации способов синтеза сигналов и цифровой обработке сигналов и изображений, интегрированных в базисе киберфизических систем позволяет повысить эффективность обработки сигналов РЛС с синтезированной апертурой.

Результаты исследований внедрены в следующих НИОКР «Высота 4», «Комплекс приема и обработки сигналов телеметрии» ИКЗ № 221770204905677020100100000547219217, «Калибр С» «Комплекс анализа сигналов телеметрии» ИКЗ № 221720204905677020100100000087219217, «Резолюция Т» передислоцируемый комплекс специального назначения» ИКЗ № 231770204905672070100100000277219217; 2024 г.

Председатель комиссии _____ А.В. Медзигов

Члены комиссии _____ В.Н. Стрыгин

_____ С.А. Вартаньян

_____ Е.А. Домашенко

Государственная корпорация
«РОСТЕХ»
Акционерное общество
«Научно-исследовательский и
опытно-экспериментальный
центр интеллектуальных технологий»
«ПЕТРОКОМЕТА»

190121, г. Санкт-Петербург, ул. Большая Морская, д.67, лит.А.
Тел/факс: (812) 947-98-65, E-mail: mail@petrocometa.ru

УТВЕРЖДАЮ
Генеральный директор
_____ М.Ю. Охтилев
«19» ноября 2024 г.

А К Т

об использовании результатов диссертационного исследования
Крячко Михаила Александровича
«Методика формирования сигналов и обработки изображений на основе функций Кравченко-Рвачева и обобщенных атомарных вейвлетов»,
представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности «2.2.15 Системы, сети и устройства телекоммуникаций»

Комиссия в составе:

председателя комиссии:

- первого заместителя генерального директора кандидата технических наук Коромысличенко В.Н.;

членов комиссии:

- директора департамента научно-исследовательских разработок кандидата технических наук Охтилева П.А.,
- начальника отдела предпроектных исследований Зянчурина А.Э.,

подтверждает, что результаты диссертационных исследований Крячко Михаила Александровича, а именно:

- способы и алгоритмы обработки новых спектрально-эффективных сигналов, имеющих сложные законы изменения амплитуды колебания;
- способ и алгоритм обработки цифровых изображений, основанный на обобщенных атомарных вейвлетах;
- научно-технические решения по оценке эффективности выбора вейвлет функций по критерию соотношения энергии вейвлет коэффициентов и энтропии распределения энергии Шеннона и информационному критерию,

обеспечивающих необходимую точность аппроксимации и наиболее полное представление сигналов во временно-частотной области,

использованы при выполнении составной части (СЧ) опытно-конструкторской работы (ОКР)«Разработка единого виртуального электронного паспорта КРН «Союз-2»по государственному контракту № 9318187309531010128000872/01-14 от 21.07.2014 г. в рамках ОКР «Русь» (Генеральный заказчик – Министерство Обороны РФ, Головной исполнитель ОКР – АО «РКЦ «Прогресс», головной исполнитель СЧ ОКР – АО «НИО ЦИТ «Петрокомета»).

Использование полученных результатов диссертационных исследований позволило повысить эффективность обработки сигналов, в том числе изображений и видеосигналов, учитывая повышение быстродействия передачи таких сигналов и качественного их преобразования во время-частотной области.

Председатель комиссии:

Первый заместитель генерального директора к.т.н. Коромысличенко В.Н.

Члены комиссии:

Директор департамента НИР к.т.н. Охтилев П.А.

Начальник отдела предпроектных исследований Зянчурин А.Э.

КОНЦЕРН АВТОМАТИКА
Акционерное общество «Концерн «Автоматика»
ИНН: 7715906332 ОГРН: 1127746139564
Адрес: 127106, г. Москва, ул. Ботаническая, д. 25
E-mail: ka@ao-avtomatika.ru Факс.: +7 (495) 619-33-04
Ростех
Объединенная приборостроительная корпорация

04.02.2025 № А - 640/1
на № _____ от _____

Утверждаю
Директор по развитию бизнеса
АО «Концерн Автоматика»
Шильцов А.И.

Акт

об использовании результатов диссертации
Крячко Михаила Александровича
«МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИЙ КРАВЧЕНКО-РВАЧЕВА И ОБОБЩЕННЫХ АТОМАРНЫХ ВЕЙВЛЕТОВ», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности
2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Комиссия в составе: Севериненко Андрей Михайлович, Суворинов Сергей Сергеевич, Шамченко Ульяна Игоревна подтверждает, что результаты диссертационной работы Крячко Михаила Александровича:

– способы и алгоритмы обработки новых спектрально-эффективных сигналов, имеющих сложные законы изменения амплитуды колебания.

– способ и алгоритм обработки цифровых изображений, основанный на обобщенных атомарных вейвлетах.

– научно-технические решения по оценке эффективности выбора вейвлет функций по критерию соотношения энергии вейвлет коэффициентов и энтропии распределения энергии Шеннона, и информационному критерию, обеспечивающих необходимую точность аппроксимации и наиболее полное представление сигналов во временно-частотной области.

Разработанные и усовершенствованные методы и алгоритмы эффективного выбора обобщенных вейвлет функций, которые могут быть использованы для разработки и усовершенствования аппаратно-программных средств обработки сигналов в специализированных компьютерных системах, компьютеризированных системах диагностирования и контроля параметров процессов и сред, системах для измерения параметров случайных процессов и полей, системах идентификации сигналов, системах автоматического контроля технологических процессов и др., что позволит повысить эффективность обработки сигналов, в том числе изображений и видеосигналов, учитывая повышение быстродействия передачи таких сигналов и качественного их преобразования во время-частотной области.

Результаты диссертационных исследований использованы в ОКР «Памир», при разработке перспективных специализированных систем связи, в целях повышения помехоустойчивости передаваемой информации при сохранении требуемой достоверности передаваемых данных.

Председатель:

Шильцов А. И.

Члены комиссии:

Северинеко А. М.

Суворин С. С.

Шамченко У. И.

УТВЕРЖДАЮ
Начальник
ФКУ НИИИТ ФСИН России
полковник внутренней службы
_____ Д.Г. Зыбин
«10» февраля 2025 г.
М.П.

АКТ
об использовании результатов диссертации
Крячко Михаила Александрович
«МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИЙ КРАВЧЕНКО-РВАЧЕВА И ОБОБЩЕННЫХ АТОМАРНЫХ ВЕЙВЛЕТОВ»,
представленной на соискание ученой степени
кандидата технических наук по специальности
2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций
(отрасль наук – технические)

Комиссия в составе:
председателя заместителя начальника ФКУ НИИИТ ФСИН России подполковника внутренней службы А.Н. Дробота,
(должность, специальное звание, инициалы, фамилия)

членов комиссии: главного научного сотрудника отделения планирования и контроля научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ отдела ПиКНИОКР ФЭРиГЗ АУП ФКУ НИИИТ ФСИН России кандидата технических наук, доцента В.Я. Долгова, начальника центра исследований при разработке, внедрении и эксплуатации технических средств ФКУ НИИИТ ФСИН России, подполковника внутренней службы А.М. Харламова, заместителя начальника центра – начальника отдела инженерно-технических средств охраны и надзора центра исследований при разработке, внедрении и эксплуатации технических средств ФКУ НИИИТ ФСИН России подполковника внутренней службы П.М. Николаева
(должность, специальное звание, инициалы, фамилия)

провела приемку результатов диссертации Крячко Михаила Александровича «Методика формирования сигналов и обработки изображений на основе функций Кравченко-Рвачева и обобщенных атомарных вейвлетов», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

По итогам использования результатов диссертации комиссия установила, что:

Разработан способ многокритериальной оптимизации выбора обобщенных вейвлет функций для обработки одномерных непериодических сигналов, который в отличие от известных базируется на основе аппарата нечеткой логики, что позволило повысить эффективность выбора обобщенных вейвлет функций.

Предложено и обосновано использование универсального индекса качества сигнала как нового критерия выбора базовых вейвылет функций, который в отличие от известных позволяет осуществлять выбор обобщенных вейвлет функций на основе совокупности оценок коррелированности, изменения среднего значения динамического диапазона обрабатываемого сигнала, что позволило повысить качественные характеристики вейвлет преобразования в процессе очистки сигналов от шума.

Представленная в исследовании методика численного решения задачи нахождения форм спектрально-эффективных сигналов с амплитуднофазовой модуляцией, обеспечивает требуемую точность построения огибающей сигналов.

Научно-технические решения по оценке эффективности выбора вейвлет функций по критерию соотношения энергии вейвлет коэффициентов и энтропии распределения энергии Шеннона, и информационному критерию, обеспечивают необходимую точность аппроксимации и наиболее полное представление сигналов во временно-частотной области.

Представленные в диссертационной работе методики и научно-технические решения дают возможность повысить качественные характеристики вейвлет-преобразований в процессе обработки сигналов и их компрессии, обеспечить требуемую точность аппроксимации и адекватное представление сигналов в время-частотной области. Исследование предложенных методов при программно-аппаратной реализации способов синтеза сигналов и цифровой обработке сигналов и изображений, интегрированных в базисе киберфизических систем позволяет повысить эффективность обработки сигналов РЛС с синтезированной апертурой.

Результаты диссертационной работы внедрены в научно-исследовательскую работу, проводимую в соответствии п. 17 Плана научно-технической деятельности Федеральной службы исполнения наказаний на 2025 год, утвержденного 24.12.2024 директором ФСИН России генералом внутренней службы Российской Федерации Гостевым А.А., по теме «Разработка предложений по применению на объектах уголовно-исполнительной системы Российской Федерации беспилотных воздушных судов и аппаратов» (шифр: «Применение-БВС-25») при рассмотрении и разработке алгоритном уменьшения объемов передаваемой информации и уменьшения времени передачи путем сжатия видеопотока методом декомпозирования видеокадра на множество уровней частот на основа вейвлет преобразований.

Комиссия предлагает: результаты диссертации Крячко Михаила Александровича «Методика формирования сигналов и обработки изображений на основе функций Кравченко-Рвачева и обобщенных атомарных вейвлетов», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций использовать для снижения нагрузки на телекоммуникационную сеть путем уменьшения объемов видеоданных на основе вейвлет функций.

Председатель:

Заместитель начальника
ФКУ НИИИТ ФСИН России
полковник внутренней службы
«20» 02 2025 год — А.Н. Дробот

Члены комиссии:

Главный научный сотрудник
отделения ПиКНИОКР
отдела ПиКНИОКР ФЭРиГЗ АУП
ФКУ НИИИТ ФСИН России
кандидат технических наук, доцент
«20» 02 2025 год — В.Я. Долгов

Начальник ЦИРВЭТС
ФКУ НИИИТ ФСИН России
подполковник внутренней службы
«20» 02 2025 год — А.М. Харламов

Заместитель начальника центра –
Начальника ОИТСОН ЦИРВЭТС
ФКУ НИИИТ ФСИН России
подполковник внутренней службы
«20» 02 2025 год — П.М. Николаев

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Айфичер Э. С. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Э. С. Айфичер, Б. У. Джервис. [2-е изд.]. – Москва: Вильямс, 2004. – 992 с.

2. Астафьева Н. М. Вейлет – анализ: основы теории и примеры применения/ Н. М. Астафьева // Успехи физических наук, Т. 166. – 1996. – № 11. – С. 1145 – 1170.

3. Шрюфер Э. Обработка сигналов / Под ред. проф. В. П. Бабака – Киев: Либідь, 1995. – 320 с.

4. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов / С.И. Баскаков. [2-е изд.]. —Москва.: Высшая школа, 1988. – 446 с.

5. Беллман Р. Принятие решений в расплывчатых условиях. Вопросы анализа и процедуры принятия решений / Р. Беллман, Л. Заде. – Москва: Мир, 1976.

6. Бехтин Ю.С. Методы и алгоритмы вейвлет-кодирования зашумленных изображений в радиотехнических системах: дис. … докт. тех. наук: защищена 20.03.2009: утв. 2009 / Бехтин Ю.С. – Рязань, 2009. – 388 с.

7. Бодянский Е.В. Вэйвлет-нейро-фаззи система типа-2 и алгоритм ее обучения в задачах интеллектуальной обработки информации / Е.В. Бодянский, Е.А. Винокурова // Адаптивные системы автоматического управления. - 2010. - № 17. - С. 139-148.

8. Брейсуэлл Р. Н. Преобразование Хартли: Пер. с англ. / Р. Н. Брейсуэлл – Москва: Мир, 1990. – 175 с.

9. Бураков М. В. Генетический алгоритм: теория и практика: учебное пособие / М. В. Бураков. - СПб.: ГУАП, 2008. - 164 с.

10. Волощук Ю.И. Сигналы и процессы в радиотехнике / Ю. И. Волощук. – Харков: Компания "СМИТ", 2003. – 444 с.

11. Воробель Р. А. Логарифмеская обработка изображений / Р. А. Воробель /– Киев : Наукова думка, 2012. – 231 с.

12. Воробьев В. И. Теория и практика вейвлет преобразования / В. И. Воробьев, В. Г. Грибунин. – Санкт-Петербург: ВУС, 1999. – 203 с.

13. Уэлстид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображения в действии. М. : Триумф, 2003. – 320 с.

14. Гольденберг А. М. Цифровая обработка сигналов. Справочник / А. М Гольденберг, Б. Д. Матющкин, М. Н. Поляк – М. : Радио и связь, 1985. – 312 с.

15. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов / И. С. Гоноровский. – Москва: Радио и связь, 1986. – 512 с.

16. Барышев А. А. Системы сжатий и сдвигов в задаче сжатия изображений / Барышев А. А., Лукомский С. Ф., Лукомский Д. С. // Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия: Математика. Механика. Информатика. 2014. Т. 14, вып. 4. С. 505-510.

17. Дремин И. М. Вейвлеты и их использование / И. М. Дремин, О. В. Иванов, В. А. Нечитайло. // Успехи физических наук. – 2001. – №5. – Т.1. – С. 465–501.

18. Дьяконов В. Matlab. Обработка сигналов и изображений. Специальный справочник / В. Дьяконов, И. Абраменкова. – СПБ.: Питер, 2002. – 608 с.

19. Дьяконов В. П. Вейвлеты. От теории к практике / В. П. Дьяконов. – Москва: СОЛОН-Р, 2002. – 448 с.

20. Задирака В. К. Теория вычисления преобразования Фурье / В. К. Задирака. – Київ: Наукова думка, 1983. – 216 с.

21. Задирака В. К. Цифровая обработка сигналов / В. К. Задирака, С. С. Мельникова. – Київ: Наукова думка, 1993. – 294 с.

22. Залманзон Л. А. Преобразование Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях / Л. А. Залманзон. – Москва: Наука, 1989. – 496 с.

23. Земсков Ю. В. Основы теории сигналов и систем / Ю. В. Земсков. – В.: – ВПИ ВолгГТУ, 2003. – 251 с.

24. Козырев С. В. Вейвлет анализ как p-адический спектральный анализ // Изв. РАН. Сер. матем. 2002. Т. 66, № 2. С. 149–158.

25. Комаров И. Э. Методика количественной оценки значимости вейвлет-базиса / И. Э. Комаров, В. А. Майстренко // Омский научный вестник. – № 3 (93), 2010. – С. 202–206.

26. Тихомиров В.М. Некоторые вопросы теории приближений. М.: Издат. МГУ, 1976, 304 с.

27. Кравченко В. Ф. Лекции по теории атомарных функций и некоторым их приложениям / В. Ф. Кравченко. – М. : URSS, 2003. – 560 с.

28. Кравченко В. Ф., Рвачев В. Л. «Wavelet»-системы и их применение в обработке сигналов / В. Ф. Кравченко, В. Л. Рвачев // Зарубежная радиоэлектроника. – 1996. – № 4. – С. 3-20.

29. Крячко М.А., Макаров С.Б., Смирнов С.Н. Применение спектрально-эффективных сигналов на основе атомарных функций в задачах электромагнитной совместимости РЭС // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2008. № 2 (55). С. 52-56.

30. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Бестугин А.Р. Методы повышения спектральной эффективности телекоммуникационных систем на основе аппроксимации огибающей сигналов атомарными функциями // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. 2014. Т. 57. № 11 (629). С. 38-50.

31. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Глазнев М.А., Лосев В.К. Оценка показателей качества функционирования автоматизированной системы сбора информации // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 10. С. 205-209.

32. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Антонов К.В., Левин Я.Я. Метод повышения спектральной эффективности телекоммуникационных систем на основе аппроксимации огибающей сигналов атомарными функциями // Радиотехника. 2017. № 5. С. 27-31.

33. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Дворников С.В. Анализ распределения амплитудных искажений поля на раскрыве антенны при краевых эффектах // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2020. № 4. С. 63-68.

34. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Марков Е.В., Аюков Б.А., Дворников С.В. Анализ спектральной эффективности сигналов многоканальных РТС // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2021. № 1. С. 99-107.

35. Крячко М.А. Предложения по повышению спектральной эффективности сигналов систем подвижной радиосвязи // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2022. № 2. С. 71-78.

36. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Дворников С.В. Анализ возможности синтеза спектрально-эффективных сигналов на основе атомарных функций // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2022. № 1. С. 94-98.

37. Kryachko M.A., Kryachko A.F., Makarov S.B., Malyugin V.I., Silnikov M.V., Li Y. Generation and reception of spectral efficient signals based on finite splines // Lecture Notes in Computer Science. 2014. T. 8638 LNCS. Springer. P. 481-487.

38. Kryachko M.A., Kryachko A.F., Antonov K.V., Levin Y.Y., Tyurin I.E. Investigation of questions of non-harmonic signal scattering on impedance structures // Lecture Notes in Computer Science. 2016. T. 9870 LNCS. Springer. P. 595-603.

39. Kryachko M.A., Kryachko A.F., Antonov K.V., Levin Y.Y., Losev V.K. The especially scattering of ultra-wideband pulse wedge-shaped field // Bulletin of the UNESCO department "Distance education in engineering" of the SUAI. S-Pb, 2016. P. 7-11.

40. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х томах. Пер, с франц. – Москва: Мир, 1983. – Т.2. 256 с.

41. 41. Маллат С. Вейвлеты в обработке сигналов / С. Маллат. – М.: Мир, – 2005, 671 с.

42. Петров Г.А. Практика использования вейвлет-анализа в дефектоскопии: уч. пос./ Г.А. Петров, Е.В. Шуранов; Балт. гос.техн. ун-т. – 2012. – 65 с.

43. Бурнаев Е.В. Применение вейвлет-преобразования для анализа сигналов: учебно-метод. пос. / Е.В. Бурнаев. М.: МФТИ, 2007. – 138 с.

44. Сюзев В.В. спектральный анализ в базисах функций Хаара // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. “Приборостроение”. 2011. № 2. С. 48- 65.

45. Трахтман А.М., Трахтман В. А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. – М.: Сов. радио, 1975. – 208 с.

46. Карповский М.Г., Москалев Э.С. Спектральные методы анализа и синтеза дискретных устройств. – Л.: Энергия, 1973. – 141 с.

47. Семенчук Н.В., Дейцева А.Г. Реализация алгоритма Маллата для вычисления вейвлетных оценок спектральных плотностей // Н. В. Семенчук, А. Г. Дейцева // Современные информационные компьютерные технологии mc IT- 2010: материалы II Междунар. науч.-практ. конф. – Гродно : ГрГУ, 2010. – С. 297-299.

48. Семенчук Н.В. Оценивание величины смещения и дисперсии вейвлетной оценки спектральной плотности / Н.В. Семенчук // Теория

вероятностей, случайные процессы, математическая статистика и приложения. Сб. науч. Статей междунар. научн. конф. Минск: БГУ, 2008. – 283-289.

49. Яковлев А.Н. Введение в вейвлет-преобразования: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 104 с.

50. Штарк Г.-Г. Применение вейвлетов для ЦОС. — М.: Техносфера, 2007. – 192 с.

51. Протасов В.Ю. Фрактальные кривые и всплески // Известия РАН, сер. Мат., 70 (2006), 132-162.

52. Новиков Л. В. Основы вейвлет-анализа сигналов. Учебное пособие / Л. В. Новиков. – СПб: 1999. – 152 с.

53. Панченко Т. В. Генетические алгоритмы: учебно-методическое пособие / под ред. Ю. Ю. Тарасевича. – Астрахань: Издательский дом «Астраханский университет», 2007. – 87 с.

54. Петухов А.П. Введение в теорию базисов всплесков / А. П. Петухов. – СПб: СПбГТУ, 1999. – 132 с.

55. Басараб М.А., Волосюк В.К., Горячкин О.В. и др. Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях / Под ред. В.Ф. Кравченко. М.: Физматлит, 2007.

56. Малла С. Вейвлеты в обработке сигналов. М.: Мир, 2005.

57. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1993. – 320 с.

58. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. Учебник для вузов / А. Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2003. – 608 с.

59. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников/ С. Смит; пер. с англ. А. Ю. Линовича, С. В. Витязева, И. С. Гусинского. – М.: Додэка-XXI, 2012. – 720 с.

60. Смоленцев, Н.К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB / Н.К. Смоленцев. - 4-е изд., доп. и перераб. - Москва: ДМК Пресс, 2014. – 628 с.

61. Столниц Э. Вейвлеты в компьютерной графике: Пер. с англ. / Э. Столниц, Т. ДеРоуз, Д. Салезин. – Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2002. – 272 с.

62. Сюэ Вей, Снижение удельных затрат полосы частот путем оптимизации формы спектрально-эффективных сигналов с квадратурной

фазовой манипуляцией: дис. … канд. тех. наук: защищена 22.03.2007: утв. 2007 / Сюэ Вей. – СПб., 2007. – 157 с.

63. Вувуникян, Ю.М. Непрерывное вейвлет-преобразование с базисным соболевским вейвлетом / Ю.М. Вувуникян, А.Г. Дейцева // Вестник ГрГУ им. Я.Купалы. Сер. 2. – 2004. – №2(28). – С. 14–20.

64. Штовба С. Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB / С. Д. Штовба. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2007. – 288 с.

65. Штойер Р. Многокритериальная оптимизация. Теория, вычисления, и приложения / Р. Штойер. – Москва: Радио и связь, 1992. – 504 с.

66. Ягер Р. Нечеткие множества и теория возможностей: Последние достижения / Рональд Р Ягер. – Москва: Радио и связь, 1986. – 408 с.

67. Яковлев А.Н. Основы вейвлет-преобразования сигналов: Учебное пособие / А. Н. Яковлев. – Москва: САЙНС-ПРЕСС, 2003. – 80 с.

68. Яковлев А.Н. Введение в вейвлет-преобразования: Учебное пособие. - Новосибирск: НГТУ, 2003. - 104 с.

69. Яхъяева Г. Э. Нечеткие множества и нейронные сети / Г. Э. Яхъяева. – Москва: Бином. Лаборатория знаний, Интернет-университет информационных технологий, 2010. – 316 с. – (Основы информационных технологий).

70. Akbari M. Faults diagnosis of a girth gear using Discrete Wavelet Transform and Artificial Neural Networks / M. Akbari, H. Homaei, M. Heidari // International Journal of Advanced Design and Manufacturing Technology, vol. 7, № 3, 2007, – pp. 45-55.

71. Bekhtin Yu. Wavelet-based fusion of noisy multispectral images using Spatial Oriented Trees / Yu. Bekhtin, A. Bryantsev, D. Malebo // Proceedings of Embedded Computing (MECO) 2 nd Mediterranean Conference on Budva, Montenegro, 15-20 June 2013, – pp. 113–116.

72. Berger J. Removing noise from music using local trigonometric bases and wavelet packets / J. Berger, R. R. Coifman, M. J. Goldberg // Journal of the Audio Engineering Society, October 1994, – 42(10), pp 808–818.

73. Burrus C. S. Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms: A Primer / C. S. Burrus, R. A. Gopinath, H. Guo // Prentice Hall Inc., Upper Saddle River, New Jersey, 1998.

74. Cohen A. Biorthogonal Bases of Compactly Supported Wavelets / A. Cohen, I. Daubechies, J.-C. Feauveau // Comm. on Pure and Appl. Math, 1992, – 45. - pp. 485–560.

75. Coifman R. R. Entropy-based algorithms for best basis selection / R. R. Coifman, M. V. Wickerhauser // IEEE Trans. on Information Theory, 1992, – 38(2) –pp. 713–718.

76. Cover T.M. Elements of Information Theory, 2nd ed. / T.M. Cover; J.A. Thomas. – Wiley-Interscience: Hoboken, NJ, USA, 2006.

77. Chui C. K. An Introduction to Wavelets / C. K. Chui // Department of Mathematics, Texas A&M Uniwersity, 1993.

78. Chui C. K. Wavelets: A Tutorial in Theory and Applications / C. K. Chui // Texas AEM University, 1993.

79. Cunha C. An improved scale dependent wavelet selection for data denoising of partial discharge measurement / C. Cunha, A. Carvalho, M. Petraglia, A. Lima. – IEEE Int. Conf. Solid Dielectr. (ICSD), 2013 – pp. 100–104.

80. Daubechies I. Orthonormal bases of compactly supported wavelets / I. Daubechies // Communications on Pure and Applied Mathematics, 1988 – vol. 41, – № 7. – pp. 909–996.

81. Daubechies I. Ten Lectures on Wavelets, CBMS-NSF Reg. Conf. Series in Appl. Math. 61, Soc. Ind, Appl, Math. – Philadelphia, 1992.

82. Daubechies I. The wavelet transform, time/frequency localization and signal analysis / I. Daubechies // IEEE Trans. Inform. Theory, 1990. – vol. 36. – pp. 961 – 1005.

83. Del Mar Elena M. Optimal selection of wavelet coefficients for electrocardiograph compression / M. del Mar Elena, J. M. Quero, I. Borrego. – ETRI J., 2007– 29, (4) – pp. 530–532.

84. Donoho D.L. De-noising by soft thresholding / D.L. Donoho // IEEE Transactions on Information Theory, 41, 1995 – pp. 613–627.

85. Donoho D. Ideal spatial adaptation via wavelet shrinkage / D. Donoho, I. Johnstone // Biometrika, 1994. – vol. 81, pp. 425–455.

86. Dosselmann R. A Formal Assessment of the Structural Similarity Index / R. Dosselmann, X. D. Yang. – Technical Report TR-CS, 2008 – pp. 1–14.

87. Lagun I., Nakonechnyi A. Selection of Wavelet Basis for the Effectiveness Processing of Signals / I. Lagun., A. Nakonechnyi – Вестник Брестского государственного технического университета. 2016. №5., с. 69-73.

88. Hong H. Optimal base wavelet selection for ECG noise reduction using a Comprehensive Entropy Criterion / H. Hong, Y. Tan, Y. Wang // Entropy, vol. 17, issue 9, – pp. 6093-6109.

89. Крячко М.А., Смирнов Д.Ф., Макаров С.Б., Крячко А.Ф., Минаев Д.В. Супергетеродинный приемник. RU 2379835 C1, 20.01.2010. Заявка № 2008116067/09 от 23.04.2008.

90. Крячко М.А., Смирнов Д.Ф., Макаров С.Б., Крячко А.Ф., Минаев Д.В. Супергетеродинный приемник. RU 2379836 C1, 20.01.2010. Заявка № 2008116066/09 от 23.04.2008.

91. Крячко М.А., Смирнов Д.Ф., Макаров С.Б., Крячко А.Ф., Минаев Д.В. Супергетеродинный приемник. RU 2379837 C1, 20.01.2010. Заявка № 2008116109/09 от 23.04.2008.

92. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Макаров С.Б., Макаров А.Б., Волвенко С.В., Сирота С.В. Мультисенсорная радиосистема передачи данных (полезная модель). RU 83886 U1, 20.06.2009. Заявка № 2008123581/22 от 02.06.2008.

93. Крячко М.А., Смирнов Д.Ф., Крячко А.Ф., Минаев Д.В. Устройство выделения периодических импульсов. RU 2317639 C1, 20.02.2008. Заявка № 2006144497/09 от 13.12.2006.

94. Крячко М.А., Смирнов Д.Ф., Крячко А.Ф., Минаев В.Б., Минаев Д.В. Селектор импульсной последовательности. RU 2317640 C1, 20.02.2008. Заявка № 2006144514/09 от 13.12.2006.

95. Крячко М.А., Смирнов Д.Ф., Макаров С.Б., Крячко А.Ф., Минаев В.Б., Минаев Д.В., Тищенко Г.А. Селектор импульсов. RU 2325756 C1, 27.05.2008. Заявка № 2006146733/09 от 26.12.2006.

96. Lemire D. Wavelet time entropy, T wave morphology and myocardial ischemia / D. Lemire, C. Pharand, J.-C. Rajaonah, B. Dub?e, A.-R. LeBlanc // IEEE Transactions in Biomedical Engineering, vol. 47, №. 7, July 2000.

97. Mallat S. A theory for multiresolution signal decomposition: The wavelet representation / S. Mallat // IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell, 1989. – vol. 11. – pp. 674–693.

98. Mallat S.A. Wavelet Tour of Signal Processing, Third Edition: The Sparse Way / S.A. Mallat. – Academic Press, 2008.

99. Meyer Y. Wavelets and operators / Y. Meyer. – Cambridge : Cambridge Univ. Press, 1992. – P. 223.

100. Misiti M. Wavelet and their applications / M. Misiti, G. Oppenheim, J. Poggi. – USA: ISTE, 2007 – 330 p.

101. Monro D. M. Space-frequency balance in biorthogonal wavelets. / D. M. Monro, B. G. Sherlock // IEEE Inter. Conf. Image Proc., vol. 1. – 1997, pp. 624–627.

102. Rafiee J. Wavelet basis functions in biomedical signal processing / J. Rafiee, M.A. Rafiee, N. Prause, M.P. Schoen // Expert Systems with Applications. – 38, – 2011.

103. Sang Y.-F. Entropy-Based Method of Choosing the Decomposition Level in Wavelet Threshold De-noising / Y.-F. Sang, D. Wang, J.-C. Wu // Entropy, 2010, 12, pp. 1499 – 1513.

104. Shapiro J. M. An Embedded Hierarchical Image Coder using Zerotrees of Wavelet Coefficients / J. M. Shapiro // IEEE transactions on signal processing special issue on wavelets and signal processing. – 1993. – vol. 41, №12. – С. 3445–3464.

105. Shensa M. J. The discrete wavelet transform: Wedding the a trous and Mallat algorithms / M. J. Shensa // IEEE Trans. on Signal Proc. – 1992. - 40(10). – pp.2464-2482.

106. Tang Y.Y, Wavelet Theory and Its Application to Pattern Recognition / Y. Y. Tang, L. H. Yang, J. Liu, H. Ma. – World Scientific, 2000. – 344 p.

107. Wang Z. A universal image quality index / Z. Wang, A. C. Bovik // IEEE Signal Processing Letters. – vol. 9, № 3 – 2002, pp. 81–84.

108. Wickerhauser M. Adapted Wavelet Analysis from Theory to Software / M. Wickerhauser, A.K. Peters. – Wellesley, MA. – 1994.

109. Wu N. Research on Wavelet Energy Entropy and its application to harmonic detection in power system / N. Wu, Y.Q. Wei // International Journal of Applied Physics and Mathematics, – Vol. 3, No. 1, – 2013, pp. 31 – 33.

110. Yan R. Mutual information-assisted wavelet function selection for enhanced rolling bearing fault diagnosis / R. Yan, M. Shan, J. Cui, Y. Wu // Shock and Vibration, vol. 2015, 9 p.

111. Yang Q. Multi-Level Wavelet Shannon Entropy-Based Method for Single-Sensor Fault Location / Q. Yang, J. Wang / Entropy, – 2015, 17, pp. 7101–7117.

112. Zadeh L. Fuzzy Sets / Lotfi A Zadeh. // Information and Control. – 1965. – №8. – pp. 338–353.

113. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Невейкин М.Е., Ковалев А.С. Программа автоматизированного сбора экспериментальных данных и расчета диаграмм направленности широкополосных зондов с визуализацией данных. Свид. о регистрации программы для ЭВМ RU 2015611979, 10.02.2015. Заявка № 2014661545 от 14.11.2014.

114. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Невейкин М.Е. Программа синтеза измерительного зонда системы "антенна-объект носитель" на основе сферического сканирования ближнего поля и верификации результатов синтеза. Свид. о регистрации программы для ЭВМ RU 2015613007, 27.02.2015. Заявка № 2014664179 от 29.12.2014.

115. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Невейкин М.Е., Левин Я.Я. Программа расчета энергетического потенциала радиолинии «земля-борт» при полигонных испытаниях. Свид. о регистрации программы для ЭВМ RU 2021668157, 10.11.2021. Заявка № 2021667673 от 10.11.2021.

116. A. A. Dovganich and A. S. Krylov, “A nonlocal image denoising algorithm using the structural similarity metric,” Programming and Computer Software, 45(4), 141–146 (2019). https://doi.org/10.1134/S0361768819040029.

117. Сидоренко, М.С. Разложения по физическим вейвлетам решений волнового уравнения: дис…. канд. физ.-мат. наук: / Сидоренко Михаил Сергеевич. – СПб., СПбГУ, 2016. – 137 с.

118. Ватолин Д.С., Паршин А. Методы анализа видекодеков на основе модификации естественных видеопоследовательностей // Proceedings of the 18th International Conference on Computer Graphics and Vision GraphiCon'2008, Moscow, Russia, 2008, с. 294-301.

СПИСОК НАУЧНЫХ ПУБЛИКАЦИЙ, В КОТОРЫХ ИЗЛОЖЕНЫ ОСНОВНЫЕ НАУЧНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ДИССЕРТАЦИИ

Статьи, опубликованные в изданиях, включённых в перечень ВАК:

1. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Глазнев М.А., Лосев В.К. Оценка показателей качества функционирования автоматизированной системы сбора информации // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 10. С. 205-209.

2. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Антонов К.В., Левин Я.Я. Метод повышения спектральной эффективности телекоммуникационных систем на основе аппроксимации огибающей сигналов атомарными функциями // Радиотехника. 2017. № 5. С. 27-31.

3. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Дворников С.В. Анализ распределения амплитудных искажений поля на раскрыве антенны при краевых эффектах // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2020. № 4. С. 63-68.

4. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Марков Е.В., Аюков Б.А., Дворников С.В. Анализ спектральной эффективности сигналов многоканальных РТС // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2021. № 1. С. 99-107.

5. Крячко М.А. Предложения по повышению спектральной эффективности сигналов систем подвижной радиосвязи // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2022. № 2. С. 71-78.

6. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Дворников С.В. Анализ возможности синтеза спектрально-эффективных сигналов на основе атомарных функций // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2022. № 1. С. 94-98.

7. Крячко М.А. Обобщенные атомарные вейвлеты в задачах обработки изображений // Информация и космос. 2024. № 2(4). – с.19-24.

8. Крячко М.А. Моделирование спектрально-эффективных сигналов на основе атомарных функций при воздействии помех // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2024. № 4, с. 3-14.

9. Крячко М.А., Медзигов А.В., Морозов И.Е. Оценка влияния искажений цифровой модели объекта на результат моделирования изображения радара с синтезированной апертурой // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2024. Т.22, № 4, с.35-44. DOI: 10.18127/j20700814-202404-04.

10. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Медзигов А.В. Алгоритмы обработки данных, формируемых оптическим и радиолокационным оборудованием космических аппаратов спутниковых систем дистанционного зондирования земли // Успехи современной радиоэлектроники. 2024, т.78, № 8, с. 44-55. DOI: 10.18127/j20700784-202408-08.

Статьи, опубликованные в других изданиях и материалах конференций:

1. Крячко М.А., Макаров С.Б., Смирнов С.Н. Применение спектрально-эффективных сигналов на основе атомарных функций в задачах электромагнитной совместимости РЭС // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2008. № 2 (55). С. 52-56.

2. М. А. Крячко, С. Б. Макаров. Спектрально-эффективные сигналы на основе финитных сплайнов. // 9-й Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. Сб. трудов. СПб., ЛЭТИ, 2011, 184-187.

3. Kryachko M.A., Kryachko A.F., Makarov S.B., Malyugin V.I., Silnikov M.V., Li Y. Generation and reception of spectral efficient signals based on finite splines // Lecture Notes in Computer Science. 2014. T. 8638 LNCS. Springer. P. 481-487.

4. Kryachko M.A., Kryachko A.F., Antonov K.V., Levin Y.Y., Tyurin I.E. Investigation of questions of non-harmonic signal scattering on impedance structures // Lecture Notes in Computer Science. 2016. T. 9870 LNCS. Springer. P. 595-603.

5. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Бестугин А.Р. Методы повышения спектральной эффективности телекоммуникационных систем на основе аппроксимации огибающей сигналов атомарными функциями // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. 2014. Т. 57. № 11 (629). С. 38-50.

Переведено и издано: Kryachko M.A., Kryachko A.F., Bestugin A.R. Methods of raising telecommunication system effectiveness by using atomic function envelope approximation // Radioelectronics and Communications Systems. 2014. T. 57. № 11. C. 506-515.

6. Kryachko M.A., Kryachko A.F., Antonov K.V., Levin Y.Y., Losev V.K. The especially scattering of ultra-wideband pulse wedge-shaped field // Bulletin of the

UNESCO department "Distance education in engineering" of the SUAI. S-Pb, 2016. P. 7-11.

7. Крячко М.А. Выбор оптимальных материнских функций на основе максимальной эффективности результатов обработки сигналов // XXVII Международная научная конференция. Волновая электроника и инфокоммуникационные системы. Сб. статей. ч. 2. 2024. – СПб. : Изд-во ГУАП. С. 81-85.

8. Крячко М.А. Метод нечеткой многокритериальной оптимизации выбора базовых вейвлет-функций обработки изображений // XXVII Международная научная конференция. Волновая электроника и инфокоммуникационные системы. Сб. статей. ч. 2. 2024. – СПб. : Изд-во ГУАП. С. 85-90.

Патенты на изобретения.

1. Крячко М.А., Смирнов Д.Ф., Макаров С.Б., Крячко А.Ф., Минаев Д.В. Супергетеродинный приемник. RU 2379835 C1, 20.01.2010. Заявка № 2008116067/09 от 23.04.2008.

2. Крячко М.А., Смирнов Д.Ф., Макаров С.Б., Крячко А.Ф., Минаев Д.В. Супергетеродинный приемник. RU 2379836 C1, 20.01.2010. Заявка № 2008116066/09 от 23.04.2008.

3. Крячко М.А., Смирнов Д.Ф., Макаров С.Б., Крячко А.Ф., Минаев Д.В. Супергетеродинный приемник. RU 2379837 C1, 20.01.2010. Заявка № 2008116109/09 от 23.04.2008.

4. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Макаров С.Б., Макаров А.Б., Волвенко С.В., Сирота С.В. Мультисенсорная радиосистема передачи данных (полезная модель). RU 83886 U1, 20.06.2009. Заявка № 2008123581/22 от 02.06.2008.

5. Крячко М.А., Смирнов Д.Ф., Крячко А.Ф., Минаев Д.В. Устройство выделения периодических импульсов. RU 2317639 C1, 20.02.2008. Заявка № 2006144497/09 от 13.12.2006.

6. Крячко М.А., Смирнов Д.Ф., Крячко А.Ф., Минаев В.Б., Минаев Д.В. Селектор импульсной последовательности. RU 2317640 C1, 20.02.2008. Заявка № 2006144514/09 от 13.12.2006.

7. Крячко М.А., Смирнов Д.Ф., Макаров С.Б., Крячко А.Ф., Минаев В.Б., Минаев Д.В., Тищенко Г.А. Селектор импульсов. RU 2325756 C1, 27.05.2008. Заявка № 2006146733/09 от 26.12.2006.

8. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Макаров С.Б. Устройство формирования спектрально-эффективных сигналов. RU 2468525 C1, 27.11.2012. Заявка № 2011140924/08 от 07.10.2011.

9. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Макаров С.Б. Цифровое устройство формирования спектрально-эффективных сигналов. RU 2498515 C1, 10.11.2013. Заявка № 2012111935/07 от 27.03.2012.

10. Крячко М.А., Антохина Ю.А., Крячко А.Ф., Дворников С.В., Гордиенко А.Н., Дворников С.С., Оводенко А.А. Способ формирования фазоманипулированных сигналов посредством последовательной конкатенации радиоимпульсов. RU 2731881 C1, 08.09.2020.
Заявка № 2020106603 от 11.02.2020.

11. Крячко М.А., Дворников С.С., Крячко А.Ф., Погорелов А.А, Дворников С.В. Устройство формирования спектрально-эффективных сигналов. RU 227 329 U1, 16.07.2024, Бюл. № 20, Заявка: 2024107487 от 22.03.2024.

12. Крячко М.А., Дворников С.С., Крячко А.Ф., Погорелов А.А, Дворников С.В., Лаута О.Л. Устройство приема и обработки сигналов с неортогональным частотным разделением каналов. RU 229 638 U1, 17.10.2024 Бюл. № 29, Заявка: 2024116500, 17.06.2024.

Свидетельства о регистрации программ.

1. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Невейкин М.Е., Ковалев А.С. Программа автоматизированного сбора экспериментальных данных и расчета диаграмм направленности широкополосных зондов с визуализацией данных. Свид. о регистрации программы для ЭВМ RU 2015611979, 10.02.2015. Заявка № 2014661545 от 14.11.2014.

2. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Невейкин М.Е. Программа синтеза измерительного зонда системы "антенна-объект носитель" на основе сферического сканирования ближнего поля и верификации результатов синтеза. Свид. о регистрации программы для ЭВМ RU 2015613007, 27.02.2015. Заявка № 2014664179 от 29.12.2014.

3. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Невейкин М.Е., Левин Я.Я. Программа расчета энергетического потенциала радиолинии «земля-борт» при полигонных испытаниях. Свид. о регистрации программы для ЭВМ RU 2021668157, 10.11.2021. Заявка № 2021667673 от 10.11.2021.

4. Крячко М.А., Крячко А.Ф., Медзигов А.В., Морозов И.Е. Формирование файла метаданных спутниковых систем дистанционного зондирования земли. Свид. о регистрации программы для ЭВМ RU 2025618953, 11.04.2025. Заявка № 2025618065 от 11.04.2025.

Отчеты о НИР

1. Разработка и исследование методов и алгоритмов формирования на основе собственных функций субполосных ядер оптимальных канальных сигналов для систем передачи информации с частотным уплотнением: отчет о НИР (промежуточ.) / Санкт-Петербургский государственный политехнический университет (СПбГПУ); рук. С. Б. Макаров; Шифр 2011-1.4-514-020-002. – СПб., 2012. – 72 с.

2. Разработка единого виртуального электронного паспорта КРН «Союз-2» по гос. контракту № 9318187309531010128000872/01-14 от 21.04.2014 в рамках ОКР «Русь»: СЧ ОКР / АО «Научно-исследовательский и опытно-экспериментальный центр интеллектуальных технологий «ПЕТРОКОМЕТА»; рук. М.Ю. Охтилев. – СПб., 2014.

3. Разработка и исследование методов обработки сигналов и изображений на основе обобщенных вейлетов на основе атомарных функций: отчет о НИР / Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП); рук. Я. Я. Левин. – ГУАП-Цивилизация., 2022. – 96 с.

4. Грант 15-07-00205А Российского фонда фундаментальных исследований.

5. Разработка акустооптических устройств модуляции и дефлекции квазидифракционных световых пучков в видимом и ближнем ИК диапазоне на основе новых перспективных кристаллов. № Госрегистрации 124041100054-2 / Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП); рук. Шакин О.В., 2024. – 269 с.

6. Разработка предложений по применению на объектах уголовно-исполнительной системы Российской Федерации беспилотных воздушных судов и аппаратов / Федеральное казенное учреждение «НИИТ ФСИН России»; рук. Зыбин Д.Г. – Тверь; шифр «Применение-БВС-25». – 2024, 391 с.